

## DSSS 信号的扩频序列估计

詹亚锋 曹志刚 马正新

(清华大学电子工程系微波与数字通信国家重点实验室 北京 100084)

**摘要:** 提出了一个在非协作通信中对直接扩频序列(Direct Spread Spectrum Sequence, DSSS)信号的扩频序列进行估计的简单而有效的算法。在算法中我们提出了两个测度函数, 一个用于搜索扩频序列在接收信号中的起始位置, 另一个用于序列中的逐码片(chip)估计。理论分析和计算机仿真表明了此算法的有效性。

**关键词:** 直接扩频序列信号, 同步, 估计

**中图分类号:** TN911.23, TN914.4 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2005)02-0169-04

## Spread Spectrum Sequence Estimation for DSSS Signals

Zhan Ya-feng Cao Zhi-gang Ma Zheng-xin

(The State Key Laboratory on Microwave and Digital Communications

Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

**Abstract** The paper proposes an effective algorithm to estimate the spread spectrum sequence of Direct Spread Spectrum Sequence (DSSS) signal, which is suitable for non-cooperative communication systems. Two measurement functions are suggested. One is used for sequence synchronization; the other is used for sequence estimation chip by chip. Only simple complex addition and multiplication are required in this algorithm. Both theoretic analysis and computer simulations show the effectiveness of this algorithm.

**Key words** Direct spread spectrum sequence signal, Synchronization, Estimation

### 1 引言

扩频信号具有伪随机编码调制和信号相关处理两大特点, 使得其存在许多优点, 如抗噪声、抗干扰、抗多径衰落、能在低功率谱密度下工作、有保密性、可多址复用和任意选址、测量高精度等, 目前已经在数字通信中的诸多领域, 如保密通信、多址通信、卫星导航定位中得到了广泛的应用<sup>[1-4]</sup>。要想对扩频信号进行正确的接收, 接收机必须首先知道信号中所用的扩频序列(用户的特征序列)。利用扩频序列良好的自相关特性和互相关特性, 可以把有用信息从噪声中提取出来。目前对扩频信号的研究都是在扩频序列已知的前提下进行的<sup>[5]</sup>。然而在非协作通信系统中, 接收机并不知道观测信号中所用的扩频序列。怎样从此观测信号中估计出扩频序列, 成为这种系统中必须首先解决的一个问题, 这也是一个具有挑战性的课题, 目前研究此相关课题的文献还不多见。

本文提出了一个加性高斯白噪声(Additional White Gaussian Noise, AWGN)信道下直接扩频序列(Direct Spread Spectrum Sequence, DSSS)信号中扩频序列的估计算法。该算法充分利用了信号和噪声的统计不相关性, 利用长期平均的

方法来消除噪声的影响。算法分为两个部分: 首先对扩频序列进行同步, 找到扩频序列在观测序列中的起始位置, 并仿真给出在信噪比和观测序列长度一定的条件下, 实现正确同步的置信区间和置信度; 然后在扩频序列同步的基础上估计此序列, 并得出在信噪比和观测序列长度给定的条件下的正确估计概率, 以及要达到给定的正确估计概率所需要的观测序列的长度。

全文共 5 节: 第 2 节给出问题的信号模型, 并对相关变量作出说明; 第 3 节描述扩频序列的同步及估计算法, 并进行性能分析; 第 4 节用计算机仿真评估和验证算法的性能; 最后一节是结论。

### 2 系统模型

假设 DSSS 信号已建立码片同步和载波同步。我们用码片速率对此信号进行采样, 得到的离散信号形式为

$$y(kT_c) = \sqrt{2S}d(kT_c)PN(kT_c) + n(kT_c) \quad (1)$$

其中,  $S$  是信号功率;  $d(t)$  是发送的符号数据, 符号长度为  $T$ , 根据不同的调制制式,  $d(t)$  等概地取符号集中的点;  $PN(t)$

是取值为±1, 长度为  $N$  的扩频序列,  $N \gg 1$ , 其码片长度为  $T_c$ , 且  $T = NT_c$ ;  $n(t)$  是均值为零, 方差为  $\sigma_n^2$  的加性复高斯白噪声。记扩频序列为  $\{PN_0, \dots, PN_{N-1}\}$ , 第  $i$  个扩频周期内传输的符号数据为  $d_i$ 。假设符号数据、扩频序列和噪声之间互相独立, 且定义解扩前的信噪比为

$$\rho = \frac{E\left[\left|\sqrt{2S}d(t)PN(t)\right|^2\right]}{E\left[\left|n(t)\right|^2\right]} = \frac{2S \cdot E\left[\left|d_i\right|^2\right]}{\sigma_n^2} \quad (2)$$

本文的目的就是要从接收序列  $\{y(kT_c)\}$  中正确地估计出  $PN_0, \dots, PN_{N-1}$ 。

### 3 算法推导和描述

#### 3.1 扩频码同步

假设扩频因子  $N$  已知。在扩频码未同步时, 采样得到的序列的起始位置是任意的, 记此序列为  $\{\sqrt{2S}d_l PN_k + n_{l,k}, \sqrt{2S}d_l PN_{k+1} + n_{l,k+1}, \dots, \sqrt{2S}d_l PN_{N-1} + n_{l,N-1}, \sqrt{2S}d_{l+1} PN_0 + n_{l+1,0}, \sqrt{2S}d_{l+1} PN_1 + n_{l+1,1}, \dots, \sqrt{2S}d_{l+1} PN_k + n_{l+1,k}, \dots, \sqrt{2S}d_{L+l} PN_{k-1} + n_{L+l,k-1}, \dots\}$ 。为了清晰起见, 把此序列的前  $LN$  个数写成  $L \times N$  阶的矩阵形式, 同时不失一般性, 令  $l=0$  并暂且忽略噪声的影响, 有

$$\mathbf{R}_k = \begin{bmatrix} \sqrt{2S}d_0 PN_k & \dots & \sqrt{2S}d_0 PN_{N-1} \\ \sqrt{2S}d_1 PN_k & \dots & \sqrt{2S}d_1 PN_{N-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \sqrt{2S}d_{L-1} PN_k & \dots & \sqrt{2S}d_{L-1} PN_{N-1} \\ & \sqrt{2S}d_1 PN_0 & \dots & \sqrt{2S}d_1 PN_{k-1} \\ & \sqrt{2S}d_2 PN_0 & \dots & \sqrt{2S}d_2 PN_{k-1} \\ & \vdots & \ddots & \vdots \\ & \sqrt{2S}d_L PN_0 & \dots & \sqrt{2S}d_L PN_{k-1} \end{bmatrix} \quad (3)$$

扩频码同步的目的就是要找出采样序列中  $PN_0$  所在的位置。

定义测度函数如下:

$$J(\mathbf{R}) = \operatorname{Re} \left( \sum_{i=1}^{L-1} \sum_{j=1}^{N-1} (r_{0,0} r_{0,j}^*) (r_{i,0} r_{i,j}^*)^* \right) \quad (4)$$

其中,  $\operatorname{Re}(\cdot)$  表示取复数的实部,  $*$  表示取复数的共轭。  $r_{ij}$  为矩阵  $\mathbf{R}$  的第  $i$  行、第  $j$  列的元素,  $0 \leq i \leq L-1, 0 \leq j \leq N-1$ 。关于  $J(\mathbf{R}_k)$ , 有下面的性质: 对于

$$0 \leq k \leq N-1, \quad J(\mathbf{R}_k) \leq J(\mathbf{R}_0) \quad (5)$$

事实上, 易知

$$\begin{aligned} & \sum_{i=1}^{L-1} \sum_{j=1}^{N-1} (r_{0,0} r_{0,j}^*) (r_{i,0} r_{i,j}^*)^* \\ &= 4S^2(N-k-1)|d_0|^2 \sum_{i=1}^{L-1} |d_i|^2 + 4S^2 k d_0 d_1^* \sum_{i=1}^{L-1} d_i^* d_{i+1} \end{aligned}$$

由于发送的符号数据等概分布且均值为零, 所以当  $L \gg 1$  时,

$\sum_{i=1}^{L-1} d_i^* d_{i+1} \approx 0$ , 于是

$$J(\mathbf{R}_k) = 4S^2(N-k-1)|d_0|^2 \sum_{i=1}^{L-1} |d_i|^2 \quad (6)$$

故  $J(\mathbf{R}_k)$  在  $k=0$  时取最大值。

在实际的处理过程中, 为了尽可能消除噪声的影响,  $\mathbf{R}_k$  的行数  $L$  必须选得很大。其实我们可以充分利用接收数据的信息来减小  $L$ , 同时又不影响同步搜索的性能。观察式(4)可以看出, 在计算  $J(\mathbf{R})$  时, 我们是用矩阵  $\mathbf{R}$  的最左边一列和其余列相乘, 然后用得到的最上面一行和其他行相乘, 这样的处理不仅可以消除扩频序列  $PN(t)$  的影响, 同时也能对噪声进行平滑。进一步我们把  $\mathbf{R}$  的每一列和其余列相乘, 然后把得到的每一行和其余行相乘, 以更好地加强对噪声的平滑效果。于是测度函数可以改写成如下的形式:

$$J_1(\mathbf{R}) = \operatorname{Re} \left( \sum_{b=0}^{L-1} \sum_{a=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{j=0}^{N-1} (r_{b,a} r_{b,j}^*) (r_{i,a} r_{i,j}^*)^* \right) \quad (7)$$

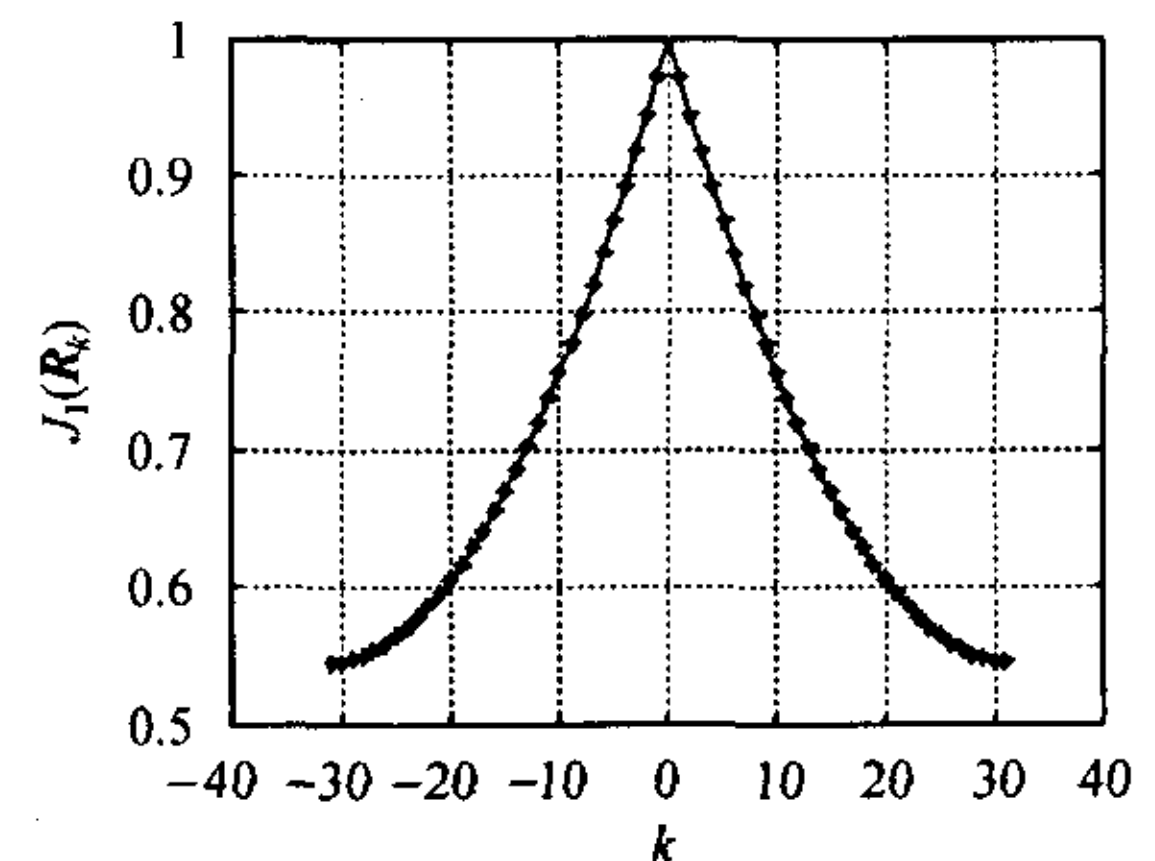


图1 测度函数示意图

图1给出了扩频码长度  $N=63$ , 特征多项式为  $f(x)=1+x+x^2+x^5+x^6$  的  $m$  序列的归一化测度函数  $J_1(\mathbf{R}_k)$  的示意图。在计算中没有考虑噪声的影响。由于扩频序列的周期性, 测度函数是一个偶函数。基于上面的结果, 我们有下面的扩频码同步搜索算法:

(1) 把采样序列分成  $M$  段, 每段含有  $LN$  个采样值

(2) For  $i=0, \dots, M-1$

For  $j=0, \dots, N-1$

(a) 利用第  $i$  段的采样序列构造矩阵  $\mathbf{R}_{j(i)}$

(b) 根据式(7)计算测度  $J_1(\mathbf{R}_{j(i)})$

(c) 寻找最大的  $J_1(\mathbf{R}_{j(i)})$ , 其对应的  $j^{(i)}$  就是  $PN_0$  所在位置的候选值

End

End

(3) 选择集合  $\{j^{(i)}\}_{i=0}^{M-1}$  中出现频率最高的一个作为  $PN_0$

的位置。

#### 3.2 扩频序列估计

考虑噪声的影响, 取得扩频序列同步后的矩阵  $\mathbf{R}$ 。为



首先评估扩频码的同步性能。图 2 给出了搜索得到的  $PN_0$  位置的分布直方图，其中横坐标  $k$  表示  $PN_0$  的位置，纵坐标表示该位置在搜索中出现的次数，一共仿真 200 次。在仿真中， $PN_0$  的实际位置为 0，使用的数据段数目为 40，每一段的符号数为 100，总的符号数为  $LM=4000$ 。比较可知，随着信噪比的提高，搜索得到的  $PN_0$  的位置更加趋向于其实际位置。

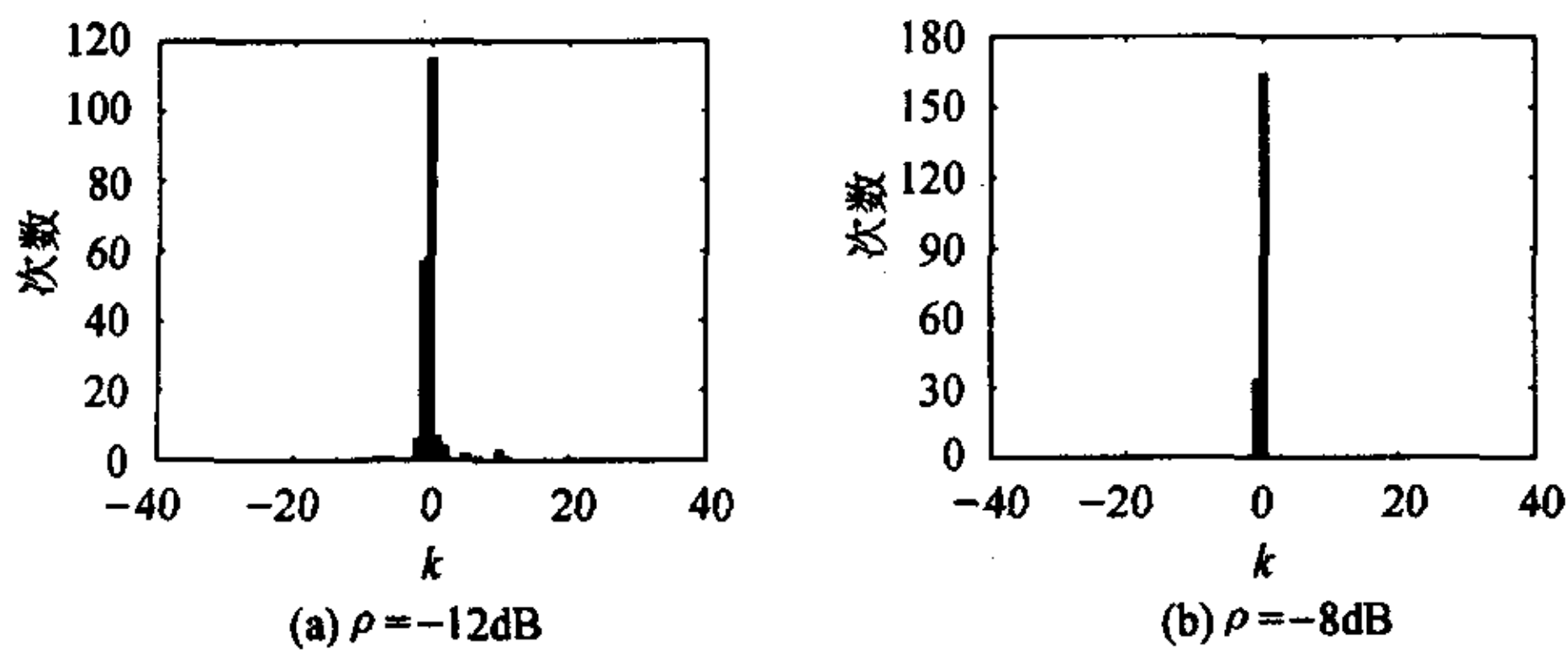


图 2  $PN_0$  位置的分布直方图， $LM=4000$

图 3 给出了扩频码的同步性能与符号数的关系。在仿真中，数据段的数目分别为 10, 20, 30, 40 和 50，每一段中的符号数固定为 100，因此总的符号数分别为 1000, 2000, 3000, 4000 和 5000。每一种信噪比和符号数下均仿真 200 次。图中的“ $\Delta$ ”表示  $PN_0$  所在位置的置信区间，当  $\Delta=1$  时，此区间为“[0]”，为  $PN_0$  的真实位置；当  $\Delta=3$  时，此区间为“[-1, 0, 1]”，为  $PN_0$  的真实位置及其向左、右各偏移一个码片所组成的区间。横坐标为总的符号数，纵坐标为  $PN_0$  的位置落在区间  $\Delta$  内的置信度。可见，随着信噪比的改善，置信度有了显著的提高；在低信噪比下，符号数对置信度有较大的影响，符号数越多，置信度越高；当  $\Delta=3$ ， $\rho=-8\text{dB}$  时，置信度均超过了 99%，即使当  $\rho=-12\text{dB}$ ，若符号数大于 4000，置信度也超过了 90%。这些结果为下一步的扩频序列估计奠定了基础。

其次评估扩频序列估计的性能。仿真中，我们假设扩频码已经取得同步，用到的符号数分别为 2000, 3000 和 4000。每一种条件下分别仿真 200 次。表 2 给出了仿真得到的错误估计概率，同时还给出了用式 (14) 和 (15) 计算得到的理论上的错误概率。比较可知二者非常吻合，这也就验证了第 3 节推导的正确性。

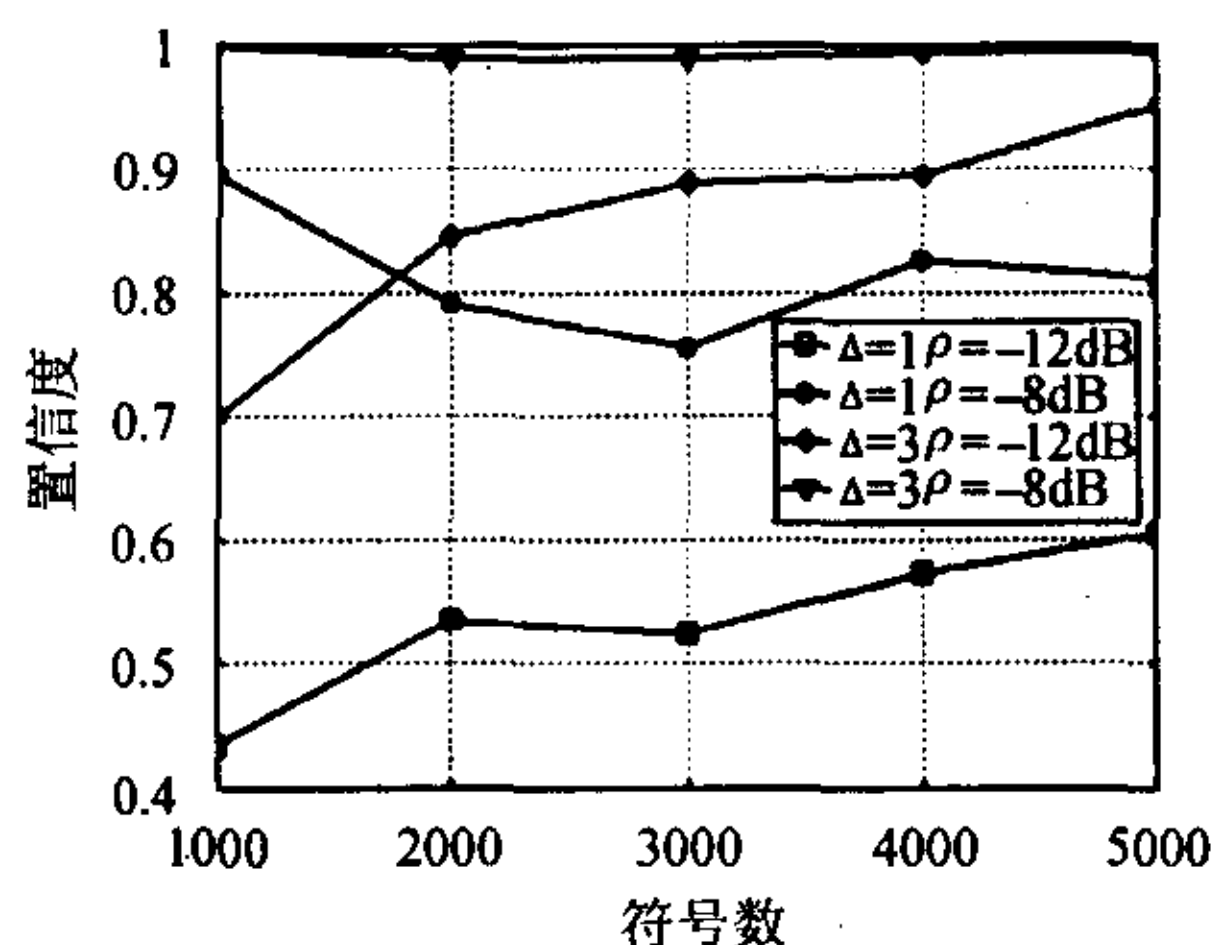


图 3 扩频码同步性能与符号数的关系

表 2 扩频序列的估计性能

$\rho$	符号数	仿真错误率 (%)	理论错误率
-8dB	2000	0	$2.09E-8$
	3000	0	$1.26E-12$
	4000	0	0
-12dB	2000	25	$2.74E-1$
	3000	5	$5.07E-2$
	4000	0	$8.80E-3$

事实上，扩频码的同步可能存在误差，但由于在置信区间为 3 的范围内的置信度非常高，因此我们可以把扩频码同步搜索得到的位置及其左、右各偏移一个码片所在的位置作为  $PN_0$  的正确候选位置，分别进行扩频序列的估计，然后再进行相应的处理。

## 5 结论

在非协作通信中，接收机在没有扩频序列的先验知识时，要想对 DSSS 信号进行正确的接收，必须首先估计此扩频序列。这是一个具有挑战性的课题。本文针对这一问题进行了研究，提出了一种可行的估计算法，并对算法的性能进行了理论分析。算法首先对扩频码进行同步，确定出扩频序列正确的起始位置；然后估计扩频序列中每一个码片的具体数值。计算机仿真结果验证了理论分析的正确性。

## 参考文献

- [1] 朱近康. 扩展频谱通信及其应用. 合肥: 中国科学技术大学出版社, 1993: 289-343.
- [2] Viterbi A J 著, 李世鹤等译. CDMA 扩频通信原理. 北京: 人民邮电出版社, 1997: 1-4.
- [3] Dixon R C. Spread spectrum system. New York: John Wiley & Sons, 1984: 313-335.
- [4] Flikkema P G. Spread-spectrum techniques for wireless communication. *IEEE Signal Processing Magazine*, 1997, 14(5): 26-36.
- [5] 田孝华, 廖桂生. 时变信道中 CDMA 信号的波达方向和直接扩频序列盲估计. *电子学报*, 2002, 30(9): 1323-326.
- [6] Papoulis A. Probability, Random Variables and Stochastic Process. 4-th edition, Boston: McGraw-Hill, 2002: 214-221.

詹亚锋: 男, 1976 年生, 博士生, 研究方向为卫星通信、通信信号处理、软件无线电.

曹志刚: 男, 1939 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为卫星通信、宽带无线通信、抗噪声语音信号处理.

马正新: 男, 1969 年生, 副教授, 主要研究方向为卫星通信、网络通信.