

## 基于相位估计器的直接序列快捕方法

王甲池 胡修林 张蕴玉 周先军  
(华中科技大学电信系 武汉 430074)

**摘要** 该文提出一种基于直接序列扩频系统(DS/SS)的码相位估计器。它能根据输入信号与一个特殊序列不同相位下的互相关值,相当准确、有效地估计出本地伪随机序列的改进方向和大小,成倍地缩短了捕获的时间。理论分析和计算机模拟表明,对于周期 511 以上的伪随机码而言,该算法在正常工作条件下平均捕获时间仅为常规捕获方法的一半。

**关键词** 直接序列扩频, 捕获, 相位估计器

中图分类号: TN914.42

文献标识码: A

文章编号:1009-5896(2006)04-0685-05

## Rapid Acquisition for DS/SS Systems Using a Phase Estimator

Wang Jia-chi Hu Xiu-lin Zhang Yun-yu Zhou Xian-jun

(Dept. of Electronics and Information Engineering, Huazhong University of Science & Technology, Wuhan 430074, China)

**Abstract** In this paper, a phase estimator of serial search acquisition is proposed for Direct-Sequences Spread-Spectrum(DS/SS) systems. According to the cross correlation between the PN signal and the auxiliary signals with the different phases, an exact and valid estimation of improving direction and magnitude for the local PN generator is given, by which half the mean acquisition can be reduced. Analysis in theory and numerical results show that the proposed method can achieve acquisition at least two times faster than the conventional serial search method for the PN sequences which periods are more than 511 in normal operating condition.

**Key words** Direct-Sequence Spread-Spectrum(DS/SS), Acquisition, Phase estimator

### 1 前言

PN 码同步的过程一般分为两步:捕获和跟踪。前者是粗调两个 PN 码相位,使其相位差缩小到一个扩频码元内;后者则进一步细调两者的相位差,使其足够小。衡量 PN 码捕获的最关键指标是平均捕获时间,一个捕获算法需要的平均捕获时间越短越好。由于实际应用中要求捕获过程迅速而可靠,因此它一直是扩频系统设计的难点所在。

当前,已经提出了大量适应于不同条件的伪随机序列捕获算法<sup>[1,2]</sup>。一般分为 3 类:串行、并行和混合捕获。最简单的是串行滑动相关法,顺序地检查所有可能的码相位直到捕获为止。这种方法需要的捕获时间很长,即使在检测概率为 1、虚警概率为 0 的理想情况下,平均也需要搜索一半的码相位。这对于长的伪随机序列而言所需要的时间可能是难以接受的。为了减少所需的捕获时间,可以采用并行或部分并行捕获方法。这种方法可以同时检查全部或部分不确定码相位,从而减少了需要的捕获时间,缺点是硬件复杂度特别大。混合方法则是串行和并行捕获方法的折中,性能和复杂度均

居前两者之中。然而,对于串行捕获方法而言,如果能通过一些手段得到接收伪随机序列的相位先验信息,那就可以先搜索概率最大的区域,再搜索概率较小的区域,从而缩短平均码相位捕获时间,这正是所研究和探讨的。

近年来,串行捕获初始码相位估计的研究吸引了相当的关注并取得了一定成果。1996 年,Salih 首先提出了一种利用辅助序列估计码相位的相干闭环捕获方法<sup>[3]</sup>。该算法的创新之处在于提出了一个辅助序列,该序列是接收伪随机序列的相移之和,它和接收序列的互相关值在整个 PN 码周期内随着相位差的不同而不同。文献[3]将接收信号分别与超前和滞后的辅助信号相关,根据这两个互相关之差来修正本地 PN 码的相位直至捕获为止。与常规串行捕获相比,这种方法至少缩短平均捕获时间两倍以上,且方差也较小。三年后,Salih 自己改进了这种算法,增加了一个预环估计器来估计相对码相位,并给出了本地 PN 序列产生器的相位改进方向<sup>[4]</sup>。在 2001 年,Kang 提出用  $M$  个移相不同的辅助序列与接收信号的互相关,采用最大似然方法估计码相位,与常规串行算法相比至少提高两倍以上平均捕获速度,缺点是需要增加相当的硬件复杂度为代价<sup>[5]</sup>。在 2004 年,Delva 提出一种利用二进制树并行搜索估计码相位的算法<sup>[6]</sup>,缺点仍然是硬件复杂度大。

本文提出的算法利用短时期内信道的平稳和时不变特性，将两个相对移相 1/4 伪码周期的辅助序列分别与接收信号互相关，给出一个本地 PN 序列产生器的相对码相位改进值和改进方向。在相位改进方向估计中，文献[5]需要利用独立的硬件资源，通过观察互相关导数值给出搜索方向；本文不需要独立的硬件资源，只要将两个互相关值代入文中给出的公式就可求出，并且非常准确，这正是本文的创新之处。另外，为了减少相位估计时的噪声方差，本文对多个估计进行组合累加，进一步增强估计的准确性。

本文以后各节安排如下：第2节介绍提出算法的工作原理；第3节给出了提出算法中各个码相位的初始搜索概率表达式，并用生成函数流图法推出它的平均捕获时间闭式解；第4节进行计算机模拟和数值分析；第5节给出了结论。

### 2 算法的工作原理

提出算法的系统模型如图1所示。输入的信号

$$r(t) = \sqrt{2P}c(t - \tau)\cos(2\pi ft + \theta) + n(t) \quad (1)$$

其中  $P$  为发射信号的功率， $c(t)$  为扩频的伪随机序列， $f$  为载波频率； $\tau$  表示码相位偏移， $\theta$  代表随机载波相位， $n(t)$  是双边功率谱密度为  $N_0/2$  的加性白高斯噪声。

相干下变频后的基带信号可以表示为

$$u(t) = \sqrt{2P}c(t - \tau) + n(t) \quad (2)$$

其中伪随机码  $c(t)$  的周期为  $N$ 。

图1分为两个大部分，虚线框内为相位估计部分，虚线框外为捕获证实部分。算法的具体工作原理如下：初始捕获

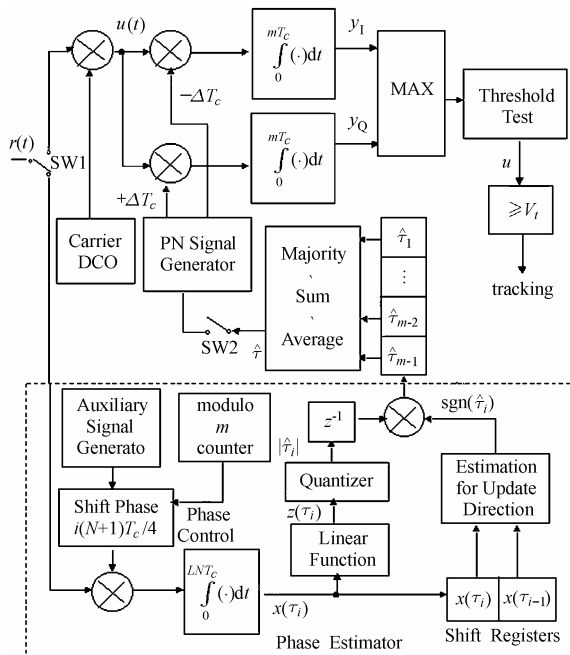


图1 提出捕获算法的方框图

Fig.1 Block diagram of the proposed acquisition scheme

时，开关 SW1, SW2 置图1所示状态，辅助信号与接收信

号互相关给出  $m-1$  个本地 PN 码产生器的初始相位和改进方向估计。这  $m-1$  个估计值相对初始相位值归一化后累加平均，以减少相位估计时的噪声影响。本文的创新之处在于，没有采用独立的硬件估计本地伪随机产生器的改进方向，只利用两个相对相移互相关值就可将其准确给出。得到相位估计值后，开关 SW1, SW2 置图1所示相反状态，用估计值初始化本地 PN 码产生器，完成后断开 SW2，开始捕获过程。为提高捕获速度，采用两路并行捕获，一路以  $\Delta T_c$  步长递增，另一路以  $\Delta T_c$  步长递减，这样等同于同时进行两个不确定相位搜索，相关时间为  $mT_c$ ，取两个中的最大值和门限  $V_t$  比较，超过门限，就认为捕获成功，进入跟踪状态。

#### 2.1 辅助信号的构造

辅助信号  $\alpha(t)$  是周期为  $NT_c$  的周期信号，定义为<sup>[3]</sup>

$$\alpha(t) = \sum_{i=-\frac{N-3}{2}}^{\frac{N-3}{2}} \left[ \frac{N-1}{2} - |i| \right] c(t - iT_c) \quad (3)$$

发射伪随机码  $c(t)$  和辅助信号  $\alpha(t)$  的互相关为

$$R_{c\alpha}(\tau) = \frac{1}{NT_c} \int_0^{NT_c} c(t + \tau)\alpha(t)dt = \begin{cases} \frac{(N-1)(N+3)}{4N} - \frac{N+1}{NT_c}|\tau|, & |\tau| \leq \frac{(N-1)T_c}{2} \\ \frac{(N-1)^2}{4N}, & \frac{(N-1)T_c}{2} < \tau < \frac{(N+1)T_c}{2} \end{cases} \quad (4)$$

在整个可能捕获的码相位范围内，互相关值呈三角形分布，根据这个值的大小就可粗略估计出接收信号的码相位，如图2所示。当然，图2仅仅是一个示意图，为了能更好理解辅助序列与接收序列互相关特性，曲线的某些部分被刻意放大。

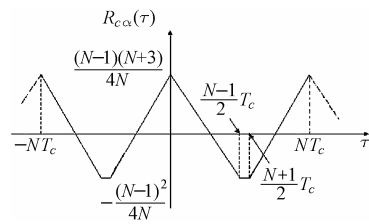


图2 辅助序列与接收序列互相关函数

Fig.2 The periodic cross-correlation function between the auxiliary signal and the received signal

#### 2.2 码相位的估计

在进行相位估计时，首先将输入信号与辅助信号在  $LNT_c$  时间内互相关，如下式<sup>[4]</sup>：

$$x(\tau_i) = \int_0^{LNT_c} u(t)\alpha_i\left(t - i\frac{N+1}{4}T_c\right)dt = s(\tau_i) + \xi_i \quad (5)$$

其中  $i = 0, 1, \dots, m$ ， $s(\tau)$  代表输入信号分量与辅助信号的相关值， $\xi_i$  代表输入噪声分量与辅助信号的相关值。给出其相

应的表达式为

$$s(\tau_i) = \sqrt{\frac{P}{2}} \int_0^{\text{LNT}_c} c(t-\tau) \alpha_i \left( t - i \frac{N+1}{4} T_c \right) dt$$

$$= \sqrt{\frac{P}{2}} \text{LNT}_c R_{ca} \left( \tau + i \frac{N+1}{4} T_c \right) \quad (6)$$

$$\xi_i = \sqrt{\frac{P}{2}} \int_0^{\text{LNT}_c} n(t) \alpha_i \left( t - i \frac{N+1}{4} T_c \right) dt \quad (7)$$

其中  $i = 0, 1, \dots, m$ 。

$\xi_i$  可认为是加性的零均值高斯噪声，其方差为<sup>[6,7]</sup>

$$\sigma_{\xi}^2 = N_0 T_c L \frac{N^4 + 4N^3 - 10N^2 + 20N - 15}{48} \quad (8)$$

利用  $x(\tau_i), x(\tau_{i-1})$  组合本地 PN 码正确改进的方向，确定出唯一的  $\hat{\tau}_i$  值，具体见下节。当然直接用  $x(\tau_i)$  也可估计出初始相位，这里，为了简化我们先进行一次线性变换得到

$$z(\tau_i) = \frac{1}{(N+1)L} \left[ \frac{N^2 - 5}{4} L - \frac{x(\tau_i)}{\sqrt{P/2T_c}} \right] = s'(\tau_i) + \xi'_i \quad (9)$$

其中  $s'(\tau_i)$  和  $\xi'_i$  分别为  $z(\tau_i)$  的信号和噪声分量。

$$s'(\tau_i) = \frac{1}{(N+1)L} \left[ \frac{N^2 - 5}{4} L - \frac{s(\tau_i)}{\sqrt{P/2T_c}} \right]$$

$$= \frac{1}{(N+1)} \left[ \frac{N^2 - 5}{4} - NR_{ca}(\tau_i) \right]$$

$$= \begin{cases} -0.5 + \frac{|\tau_i|}{T_c}, & |\tau_i| \leq \frac{(N-1)T_c}{2} \\ \frac{N-2}{2}, & \frac{(N-1)T_c}{2} < \tau_i < \frac{(N+1)T_c}{2} \end{cases} \quad (10)$$

$$\xi'_i = -\frac{\xi_i}{\sqrt{P/2T_c}(N+1)L} \quad (11)$$

$\xi'_i$  可认为是加性的零均值高斯噪声，其方差为

$$\sigma_{\xi'}^2 = \frac{1}{(\sqrt{P/2T_c}(N+1)L)^2} \sigma_{\xi}^2$$

$$= \frac{N_0 T_c L}{(\sqrt{P/2T_c}(N+1)L)^2} \frac{N^4 + 4N^3 - 10N^2 + 20N - 15}{48}$$

$$= \frac{N^4 + 4N^3 - 10N^2 + 20N - 15}{48 \text{SNR}(N+1)^2 L} \quad (12)$$

式中  $\text{SNR} = \frac{PT_c}{2N_0}$  是码片信噪比。

$z(\tau_i)$  已经归一化为  $(-1/2, (N-1)/2 - 1/2)$  区间的—个值，估计得到的初始相位为

$$|\hat{\tau}_i| = \lceil z(\tau_i) \rceil \quad (13)$$

其中  $\lceil z(\tau_i) \rceil$  表示取一个最接近  $z(\tau_i)$  的整数。

$$\hat{\tau}_i = \text{sgn}(\hat{\tau}_i) |\hat{\tau}_i| = \text{sgn}(\hat{\tau}_i) \lceil z(\tau_i) \rceil \quad (14)$$

其中  $\text{sgn}(\hat{\tau}_i)$  代表本地 PN 码正确改进的方向，在本文后面部分给出。

对  $m-1$  个估计组合累加平均得到

$$\hat{\tau} = \frac{1}{m-1} \sum_{i=1}^{m-1} \left( \hat{\tau}_i - \frac{i(N+1)T_c}{4} \right) \quad (15)$$

其方差

$$\sigma^2 = \frac{1}{m-1} \sigma_{\xi'}^2 = \frac{N^4 + 4N^3 - 10N^2 + 20N - 15}{48 \text{SNR}(N+1)^2(m-1)L} \quad (16)$$

### 3 性能分析

#### 3.1 平均捕获时间

为提高捕获速度，采用两路并行捕获，一路以  $\Delta T_c$  步长递增，另一路以  $\Delta T_c$  步长递减。这样等同于同时进行两个不确定相位搜索，捕获过程中的不确定状态将减少一半。设  $\Delta = 1/2$ ，则给出算法捕获的状态流程图如图 3 所示<sup>[8]</sup>。

$$U(z) = \frac{P_d z \left[ P_0 + \sum_{i=1}^{N-1} P_i H_0^i(z) \right]}{1 - (1 - P_d) z H_0^{N-1}(z)} \quad (17)$$

其中  $H_0 = (1 - P_{fa})z + P_{fa}z^{k+1}$ ， $k$  为虚警惩罚因子， $P_i, i = 0, 1, \dots, N-1$  为从各相位的初始搜索的概率。

$$ET_{\text{ACQ}} = m \text{LNT}_c + \left. \frac{dU(z)}{dz} \right|_{z=1} m T_c$$

$$= m \text{LNT}_c + \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} P_i + (1 + k P_{fa}) \sum_{i=1}^{N-1} i P_i \right. \\ \left. + \frac{1 - P_d}{P_d} \left( 1 + (1 + k P_{fa})(N-1) \left( \sum_{i=0}^{N-1} P_i \right) \right) \right\} m T_c$$

$$= m \text{LNT}_c + \left[ 1 + (1 + k P_{fa}) \sum_{i=1}^{N-1} i P_i \right. \\ \left. + \frac{1 - P_d}{P_d} \left( 1 + (1 + k P_{fa})(N-1) \right) \right] m T_c \quad (18)$$

#### 3.2 选择一个正确初始码相位的概率

从图 2 可以看出，得到的估计值  $R_{ca}(\tau_i)$  与本地 PN 码产

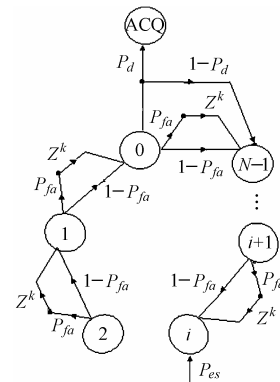


图 3 本文捕获算法的状态流程图

Fig.3 State flowgraph for the proposed acquisition scheme

生器应偏移值  $\tau_i$  不是一个一一映射, 每个  $R_{ca}(\tau_i)$  对应正、负相反的两个  $\tau_i$ , 需要我们确定一个唯一值。我们利用短时间内信道的平稳和时不变特性, 先后用两个相位差为  $((N+1)/4)T_c$  的辅助序列与接收信号互相关, 得到的  $R_{ca}(\tau_i)$  与  $R_{ca}(\tau_{i+1})$  用来判决出唯一的  $\hat{\tau}_i$ , 这是本论文的创新点之一。判决方法如下:

$$q = \arg \max_q \left\{ \operatorname{sgn} \left[ R_{ca} \left( -\frac{3(N+1)}{8}T_c + q\frac{N+1}{4}T_c \right) \right] \operatorname{sgn} [R_{ca}(\tau_i)] \right. \\ \left. + \operatorname{sgn} \left[ R_{ca} \left( -\frac{3(N+1)}{8}T_c + (q+1)\frac{N+1}{4}T_c \right) \right] \operatorname{sgn} [R_{ca}(\tau_{i+1})] \right\}, \\ q = 0, 1, 2, 3 \quad (19)$$

$$\left. \begin{array}{l} \operatorname{sgn}(\hat{\tau}_i) \text{ 为负, 当 } q \leq 1 \\ \operatorname{sgn}(\hat{\tau}_i) \text{ 为正, 当 } q \geq 2 \end{array} \right\} \quad (20)$$

求解式(19)我们很容易求得  $q$ , 确定出  $\hat{\tau}_i$  的符号。但由于噪声的影响, 我们无法以概率 1 给出本地 PN 码正确改进的方向(即  $\hat{\tau}_i$  的符号)。设  $P_c(j) = \Pr\{\hat{\tau}_i \text{ 符号全部判断正确} | (j-0.5)T_c < \tau < (j+0.5)T_c\}$ , 下面我们给出各码相位时, 改进方向一次估计的正确估计概率。

$$P_c(j) = \frac{1}{2} \left\{ \Pr \left[ \sqrt{P/2} \operatorname{LNT}_c R_{ca} \left( jT_c + i\frac{N+1}{4}T_c \right) + \xi < 0 \right] \right. \\ \left. + \Pr \left[ \sqrt{P/2} \operatorname{LNT}_c R_{ca} \left( -jT_c + i\frac{N+1}{4}T_c \right) + \xi \geq 0 \right] \right\} \\ = \frac{1}{2} \left\{ \Phi \left[ \frac{\sqrt{P/2} \operatorname{LNT}_c R_{ca} \left( jT_c + i\frac{N+1}{4}T_c \right)}{\sigma_\xi} \right] \right. \\ \left. + \left[ 1 - \Phi \left( \frac{\sqrt{P/2} \operatorname{LNT}_c R_{ca} \left( -jT_c + i\frac{N+1}{4}T_c \right)}{\sigma_\xi} \right) \right] \right\}, \\ 1 \leq j \leq \frac{N-1}{2} \quad (21)$$

对  $m-1$  个估计采取大数判决的方法, 选取正、负两组数据中数量多的那组进行组合累加平均, 对不占优势的那组则做丢弃处理, 则改进方向估计正确的概率为

$$\Pr\{\text{改进方向估计正确}\} \\ = \sum_{k=m/2}^{m-1} \binom{m-1}{k} P_c^k(j) (1-P_c(j))^{m-1-k} \quad (22)$$

### 3.3 各相位的初始搜索概率

设  $P(i)$  表示搜索从第  $i$  个码片相位开始的概率,

$$P_k(i, j) = \Pr \left\{ \begin{array}{l} \text{估计 } iT_c, \text{ 实际相位 } \in [(j-0.5)T_c, (j+0.5)T_c] \\ | m-1 \text{ 个方向估计中仅有 } k \text{ 个正确} \end{array} \right\}, \text{ 则}$$

$$P(0) = P(0, 0) + \sum_{k=m/2}^{m-1} \binom{m-1}{k} P_c^k \left( \frac{N-1}{2} \right) \\ \left( 1 - P_c \left( \frac{N-1}{2} \right) \right)^{m-1-k} P_k \left( \frac{N-1}{2}, \frac{N-1}{2} \right) \\ + \sum_{i=1}^{(N-3)/2} \sum_{k=m/2}^{m-1} \binom{m-1}{k} P_c^k(i) (1-P_c(i))^{m-1-k} P_k(i, i) \quad (23)$$

$$P(i) = P(0, i) + P(i, 0) \\ + \sum_{j=1}^{(N-2i-1)/2} \left[ \sum_{k=m/2}^{m-1} \binom{m-1}{k} P_c^k(i+j) (1-P_c(i+j))^{m-1-k} P_k(i, i+j) \right. \\ \left. + \sum_{k=m/2}^{m-1} \binom{m-1}{k} P_c^k(j) (1-P_c(j))^{m-1-k} P_k(i+j, j) \right] \\ + \sum_{j=1}^{i-1} \sum_{k=1}^{m/2-1} \binom{m-1}{k} P_c^k(j) (1-P_c(j))^{m-1-k} P_k(i-j, j) \\ + \sum_{j=(N-2i+1)/2}^{(N-1)/2} \sum_{k=1}^{m/2-1} \binom{m-1}{k} P_c^k(j) (1-P_c(j))^{m-1-k} P_k(N-i-j, j), \\ i = 1, 2, \dots, \frac{N-1}{2} \quad (24)$$

其中  $P_k(i, j)$  与文献[4]中的  $P(i, j)$  相同, 只是归一化的方差由  $\sigma$  变为  $\sqrt{(m-1)\sigma^2/k}$ 。

上面求得的是两路并行搜索时从第  $i$  个码片相位开始的概率。因为我们取步进的长度为  $(1/2)T_c$ , 搜索的不确定区域是码片数的两倍, 给出图 3 中各个不确定区域被初始搜索的概率为

$$\left. \begin{array}{l} P_{2i} = P_{2i+1} = \frac{1}{2} P(i), \quad i = 0, 1, \dots, \frac{N-1}{2} \\ P_{N-1} = P \left( \frac{N-1}{2} \right) \end{array} \right\} \quad (25)$$

## 4 数值分析与讨论

为了更合理地评价提出算法的性能, 我们选用与其硬件复杂度相当的双路串行捕获算法作为比较对象。在计算机模拟中选取检测概率  $P_d = 0.95$ , 虚警概率  $P_{fa} = 0.1$ 。图 4 和图 5 是在惩罚因子  $k=1$ , 码片信噪比 SNR 分别为  $-5\text{dB}$  和  $-10\text{dB}$  时, 系统性能改善与扩频序列周期、辅助相位的估计码片周期数的关系图; 图 6 和图 7 是在码片信噪比 SNR 分别为  $-5\text{dB}$  和  $-10\text{dB}$  时, 系统性能改善与惩罚因子、辅助相位的估计码片周期的关系图。在图 4 至 7 中, 横坐标  $L$  表示辅助信号与接收信号互相关的时间, 即估计周期长度; 横坐标  $ET_{se}/ET_{pe}$  表示双路串行捕获算法的平均捕获时间与提出算法的平均捕获时间之比。由仿真结果我们得出如下结论:

(1) 只要选取合适的估计周期长度  $L$ , 对长的伪随机序列而言, 提出的算法相对双路串行捕获有至少 2 倍的性能改善;

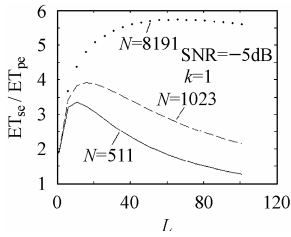


图 4 SNR=-5dB, k=1 时提出算法性能改善图

Fig.4 Plots for the performance improvement of the proposed scheme while SNR=-5dB, k=1

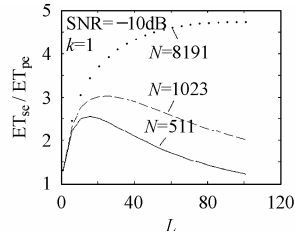


图 5 SNR=-10dB, k=1 时提出算法性能改善图

Fig.5 Plots for the performance improvement of the proposed scheme while SNR=-10dB, k=1

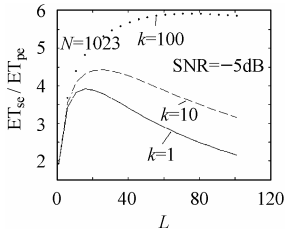


图 6 SNR=-5dB, N=1023 时提出算法性能改善图

Fig.6 Plots for the performance improvement of the proposed scheme while SNR=-5dB, N=1023

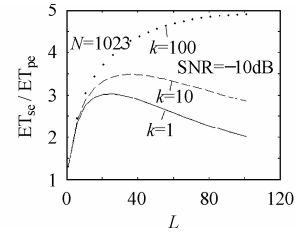


图 7 SNR=-10dB, N=1023 时提出算法性能改善图

Fig.7 Plots for the performance improvement of the proposed scheme while SNR=-10dB, N=1023

(2)性能改善随着伪随机序列周期  $N$  和惩罚因子  $k$  的增大而增大;

(3)性能改善随着码片信噪比 SNR 的降低而减小。

## 5 结束语

本文针对直接扩频  $m$ -序列串行捕获时间长的缺点,通过接收信号与不同相移的辅助信号互相关估计出本地伪随机序列产生器的多个初始相位,并对这些估计值进行归一化累加平均,进一步减少相位估计时的噪声影响。理论分析和计算机模拟表明,对于周期 511 以上的伪随机序列而言,本文算法与常规的双路串行捕获相比至少可缩短平均捕获时间一半以上。

## 参考文献

- [1] Simon M K, et al.. Spread Spectrum Communications Hand Book[M]. New York: McGraw-Hill, 2002.
- [2] Viterbi. A J 著, 李世鹤等译. CDMA 扩频通信原理[M]. 北京: 人民邮电出版社, 1997, 第 1 章.
- [3] Salih M, Tantaratana S. A closed-loop coherent acquisition scheme for PN sequences using an auxiliary sequence[J]. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 1996, 14(10): 1653 – 1659.
- [4] Salih M, Tantaratana S. A closed-loop coherent PN acquisition system with a pre-loop estimator[J]. *IEEE Trans. on Commu...*, 1999, 47(9): 1394 – 1405.
- [5] Kang S, Lee Y. Rapid acquisition of PN signal for DS/SS systems using a phase estimator[J]. *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 2001, 19(6): 1128 – 1137.
- [6] Delva J, Howitt I. PN acquisition for DS/SS using a preloop parallel binary search phase estimator and a closed-loop selective search subsystem [J]. *IEEE Trans. on Wireless Commu...*, 2004, 3(2): 408 – 417.
- [7] Delva J. Coherent PN sequence acquisition[D]. Univ. Wisconsin-Milwaukee, 2001.
- [8] Polydoros A, Weber C L. A unified approach to serial search spread-spectrum code acquisition-Parts I&II[J]. *IEEE Trans. on Commu...*, 1984, 32(5): 542 – 560.

王甲池: 男, 1971 年生, 博士生, 研究方向为扩频通信、超宽带通信。  
 胡修林: 男, 1945 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为现代通信理论、通信系统、多媒体通信、计算机网络等。  
 张蕴玉: 女, 1948 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为软件无线电、信号检测与处理。  
 周先军: 男, 1970 年生, 博士生, 研究方向为扩频通信、超宽带通信。