

## 基于 SSME 的 DS/SS 信号码速率估计算法

彭艳华 唐斌 吕明  
(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

**摘要:** 针对直接序列扩频(DS/SS)信号的码速率盲估计问题, 该文提出了一种基于分离符号矩估计(SSME)的新算法。在加性高斯白噪声(AWGN)背景下, 通过分析直扩信号符号速率和码片速率以及码片速率与信噪比之间的关系, 论证了该算法的有效性。计算机仿真结果表明, 该算法在较低的信噪比下可正确地估计出直扩信号码片速率, 且可通过增加采样数据长度来提高码片速率估计的精度。

**关键词:** 信号处理; 直接序列扩频信号; 码速率; 分离符号矩估计; 信噪比

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)07-1649-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2009.01026

## Chip Rate Estimation of the DS/SS Signal Based on SSME Algorithm

Peng Yan-hua Tang Bin Lü Ming

(School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

**Abstract:** A new algorithm based on Split-Symbol Moments Estimator (SSME) is provided in this paper to estimate blindly the chip rate of Direct Sequence Spread Spectrum (DS/SS) signal. The effectiveness of this algorithm is verified by analyzing the relationship between the symbol rate and chip rate, and the relationship between chip rate and Signal-to-Noise Ratio (SNR) in Additive White Gaussian Noise (AWGN). Computer simulation shows that this algorithm can estimate the chip rate successfully in low SNR and can enhance the accuracy of the chip rate estimation by increasing the length of the processed sampling data.

**Key words:** Signal processing; Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS) signal; Chip rate; Split-Symbol Moments Estimator (SSME); Signal-to-Noise Ratio (SNR)

### 1 引言

直接序列扩频(DSSS)信号具有强抗干扰性、低截获率和能够抑制多径效应等优点, 已在军事和民用领域得到广泛应用。在 DS/SS 系统中, 符号信息在传输前被伪随机噪声(PN)序列调制, 且该 PN 序列在非合作通信背景下是未知的。为了正确估计 PN 序列, 需在一个码片内进行采样, 因此精确估计出码片速率至关重要。

目前已有一些方法用来估计码速率, 常见的主要有循环谱相关估计法<sup>[1]</sup>, AD-HOC 法<sup>[2]</sup>, 和延时相乘估计<sup>[3-5]</sup>等。循环谱估计可正确检测和估计出直扩信号参数, 但是其计算量较大; 延时相乘法利用了输出信号的周期特性<sup>[5]</sup>, 该方法算法简单、计算量小, 但当系统的信噪比很低时无法正确估计出码速率。延时相乘法的输出主要包含 3 部分: 信号×信

号、信号×噪声和噪声×噪声(×代表乘号), 其中信号×信号具有周期性, 其 FFT 变换为离散谱线, 而其他部分的 FFT 变换均为连续谱线。因此, 对接收信号做 FFT 变换可在码速率整数倍时出现离散谱线。此外, 延时相乘法还可用于一个 PN 序列扩展不止一个符号信息的长码调制码速率估计, 但本文只考虑一个 PN 序列只扩展一个符号信息的短码调制情况。

SSME<sup>[6]</sup>是用来估计符号信噪比均值, 本文将其用来估计直扩信号码片信噪比均值。并通过结合 DS/SS 信号符号速率和码片速率之间的关系以及码片速率与信噪比之间的关系, 提出了一种基于 SSME 的码速率估计新算法。理论分析和实验表明该方法可在较低信噪比下正确估计出直扩信号码片速率, 且与其他算法不同的是该算法是在时域上实现的。

本文安排如下: 第 2 节给出了各个变量定义以及本文假设; 第 3 节提出了本文算法; 第 4 节为算法的计算量分析; 第 5 节给出了计算机仿真结果; 第 6 节是结束语。

2009-07-20 收到, 2010-02-04 改回

国家自然科学基金和中国工程物理研究院联合基金(10676006)资助课题

通信作者: 彭艳华 pengyh1024@163.com

## 2 信号模型与假设

在 DSSS 信号系统中, 一个符号信息与一个周期的 PN 码相乘来扩展信号的带宽。其基带信号可表示为

$$s(t) = d(t)c(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_i \sum_{k=1}^{P-1} c_k g(t - iT_s - kT_c) \quad (1)$$

其中  $d_i, c_k \in \{1, -1\}$ ,  $d_i$  为随机信息序列;  $\{c_k, k = 0, \dots, P-1\}$  为伪随机噪声(PN)序列,  $P$  为一个周期 PN 码的长度, 对于 m 序列和 GOLD 序列码长为  $P = 2^n - 1$ , 对于 M 序列码长为  $P = 2^n$ ;  $g(t)$  为码片波形, 假设为方波;  $T_s$  为符号周期,  $T_c$  为码片周期, 且  $T_s = PT_c$ 。接收信号可表示为

$$y(t) = s(t) + n(t) \quad (2)$$

其中  $n(t)$  为均值为 0, 方差为  $\sigma_n^2$  的高斯白噪声。

本文假设 PN 码码长较长, 即产生 PN 码的本征多项式最大次数  $n$  较大, 一般情况下  $n \geq 6$ 。

## 3 码片速率估计

### 3.1 基于 SSME 的码片 SNR 估计

文献[6]提出了一种 SSME 符号 SNR 均值估计方法, 本文将用于估计 DS/SS 信号的码片 SNR 均值。接收信号  $y(t)$  可看作由多个连续的码片组成, 码片周期为  $T_c$ , 将每个码片分离成两个长度一致的短码片后求其累积平均值, 即得到  $y_{0,k}$  和  $y_{1,k}$ , 其中  $k = 1, \dots, N$ ,  $N$  为接收到的码片数, 则

$$y_{0,k} = \frac{1}{T_c} \int_{(k-1)T_c}^{(k-1/2)T_c} y(t) dt \quad (3)$$

$$y_{1,k} = \frac{1}{T_c} \int_{(k-1/2)T_c}^{kT_c} y(t) dt \quad (4)$$

记  $u_k^+ = y_{0,k} + y_{1,k}$ ,  $u_k^- = y_{0,k} - y_{1,k}$ , 则  $|u_k^+|^2$  即为第  $k$  个码片的信号加噪声功率和, 而  $|u_k^-|^2$  即为第  $k$  个码片的噪声功率。本文仅考虑无相位补偿情况, 则接收信号的码片信噪比均值可表示为

$$R = \frac{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |u_k^+|^2 - \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |u_k^-|^2}{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |u_k^-|^2} \quad (5)$$

### 3.2 码速率估计

在 DS/SS 信号中, 令  $\mathcal{R}_s = 1/T_s$  为符号速率、 $\mathcal{R}_c = 1/T_c$  为码片速率, 则对于 m 序列及 GOLD 序列, 有

$$\mathcal{R}_c = (2^n - 1)\mathcal{R}_s = (2^n - 1)/T_s \quad (6)$$

假设符号周期  $T_s$  已用相关法<sup>[7,8]</sup>或延时相乘法<sup>[4,9]</sup>正确估计出, 则只需估计  $n$  即可估计出  $\mathcal{R}_c$ 。下面将介绍一种当码长较长时  $n$  的估计算法( $n \geq 6$ )。

由 Simon 和 Dolinar<sup>[6]</sup>提出的 SSME 算法是为了

估计当码速率为正确码速率  $L$  倍(即  $\mathcal{R}_L = L\mathcal{R}_c$ )时的码片信噪比。令  $R$  为真实的码片信噪比(即当码速率为  $\mathcal{R}_c$  时对应码片信噪比), 则当观测时间一定(即码速率为  $\mathcal{R}_c$  时的码片数为  $N$ )时, 在假设码速率为  $L\mathcal{R}_c$  情况下的码片数  $N_s$  和码片信噪比  $r$  分别可表示为

$$N_s = LN, \quad r = R/L, \quad L \geq 1 \quad (7)$$

记  $\hat{r}_L$  和  $\hat{R}_L$  分别为  $r$  和  $R$  的 SSME 估计值。当  $N$  足够大时,  $\hat{R}_L$  和  $\hat{r}_L$  的均值可分别表示为<sup>[6,10]</sup>

$$E[\hat{R}_L] = R + \frac{R+L}{LN-1} = R + \frac{1}{LN}(R+L) + o(1/N^2) \quad (8)$$

$$E[\hat{r}_L] = \frac{1}{L} E[\hat{R}_L] = \frac{R}{L} + \frac{1}{LN}(R/L+1) + o(1/N^2) \quad (9)$$

假设产生 PN 码的本原多项式次数  $n$  可能取的最大值  $n_{\max}$  已知, 且  $n \leq n_{\max}$  (对  $n_{\max}$  的选取将在后面介绍)。设  $\mathcal{R}$  为假设的最大码片速率, 则有  $\mathcal{R} = 2^{n_{\max}} \mathcal{R}_s$ 。由于  $\mathcal{R}_L = L\mathcal{R}_c$ ,  $\mathcal{R}_c \approx 2^n \mathcal{R}_s$ , 则当  $\mathcal{R}_L = \mathcal{R}$  时有  $L = 2^{n_{\max}-n}$ 。

令  $\hat{r}_{L,i}$ ,  $i = 0, \dots, n_{\max}$  表示  $\mathcal{R}_L = 2^{n_{\max}-i} \mathcal{R}_s$  时对应的码片信噪比, 则由式(9)可知, 当  $N$  较大时有

$$E(\hat{r}_{L,0}) \cong \frac{R}{2^{n_{\max}-n}} + o(1/N) \quad (10)$$

假设  $\mathcal{R}_L$  降为原来的 1/2 倍, 即  $\mathcal{R}_L = 2^{n_{\max}-1} \mathcal{R}_s$  时, 有

$$E(\hat{r}_{L,1}) \cong \frac{R}{2^{n_{\max}-n-1}} + o(1/N) = 2E(\hat{r}_{L,0}) + o(1/N) \quad (11)$$

当  $\mathcal{R}_L$  依次减小, 且减小为  $\mathcal{R}_L = 2^{n_{\max}-(n_{\max}-n)} \mathcal{R}_s$  时, 有

$$E(\hat{r}_{L,n_{\max}-n}) \cong R + o(1/N) = 2^{n_{\max}-n} E(\hat{r}_{L,0}) + o(1/N) \quad (12)$$

当假设速率继续减小至  $\mathcal{R}_L = 2^{n-1} \mathcal{R}_s \approx 1/2 \mathcal{R}_c$  ( $n \geq 6$ )时, 一个码片内将会包含两个真实码片, 则此时码片周期为  $T'_c = 2T_c$ , 码片数  $N' = N/2$  (设  $N$  为偶数, 否则将  $N$  减 1), 将其分别代入式(3)和式(4)可得

$$y_{0,k} = \frac{1}{2T_c} \int_{(2k-2)T_c}^{(2k-1)T_c} y(t) dt \quad (13)$$

$$y_{1,k} = \frac{1}{2T_c} \int_{(2k-1)T_c}^{2kT_c} y(t) dt \quad (14)$$

其中  $k = 1, \dots, N/2$

令

$$Y1 = \{y_{0,k}\}, \quad k = 1, \dots, N/2 \quad (15)$$

$$Y2 = \{y_{1,k}\}, \quad k = 1, \dots, N/2 \quad (16)$$

则 Y1 和 Y2 为相互独立的随机变量, 且其均值

$$\begin{aligned}
E[Y1] &= \frac{1}{N/2} \sum_{k=1}^{N/2} y_{0,k} \\
&= \frac{1}{NT_c} \sum_{k=1}^{N/2} \int_{(2k-2)T_c}^{(2k-1)T_c} [s(t) + n(t)] dt \\
&= \frac{1}{NT_c} \sum_{k=1}^{N/2} \int_{(2k-2)T_c}^{(2k-1)T_c} s(t) dt \\
&\quad + \frac{1}{NT_c} \sum_{k=1}^{N/2} \int_{(2k-2)T_c}^{(2k-1)T_c} n(t) dt \\
&= 1/2E[s(t)] + 1/2E[n(t)] \quad (17)
\end{aligned}$$

由于  $E[s(t)] = E[n(t)] = 0$ , 则  $E[Y1] = 0$ , 同理  $E[Y2] = 0$ , 则其方差为

$$D[Y1] = E[Y1^2] = \frac{1}{N/2} \sum_{k=1}^{N/2} y_{0,k}^2 > 0 \quad (18)$$

同理

$$D[Y2] = E[Y2^2] > 0 \quad (19)$$

则由式(5)可得

$$\begin{aligned}
R &= \frac{\frac{2}{N_s} \sum_{k=1}^{N_s/2} (y_{0,k} + y_{1,k})^2 - \frac{2}{N_s} \sum_{k=1}^{N_s/2} (y_{0,k} - y_{1,k})^2}{\frac{2}{N_s} \sum_{k=1}^{N_s/2} (y_{0,k} - y_{1,k})^2} \\
&= \frac{\frac{1}{N_s} \sum_{k=1}^{N_s/2} 4y_{0,k}y_{1,k}}{\frac{1}{N_s} \sum_{k=1}^{N_s/2} (y_{0,k} - y_{1,k})^2} = \frac{4E[Y1Y2]}{E[(Y1 - Y2)^2]} \\
&= \frac{4E[Y1]E[Y2]}{E[Y1^2] - 2E[Y1]E[Y2] + E[Y2^2]} = 0 \quad (20)
\end{aligned}$$

综上所述, 码片信噪比估计均值与假设的码速率之间的变化规律如下:

(1) 码片信噪比估计均值会随着假设速率的减小而增大。当假设速率以 2 倍的速度减小时, 估计的码片信噪比均值会以 2 倍的速度增大, 直到达到真实速率时达到最大。

(2) 达到真实速率后, 假设速率继续减小 2 倍, 即减小至  $\mathcal{R}_L = (1/2)\mathcal{R}_c$ , 此时, SSME 的输出将接近于零。

因此, 在假设最高速率已知情况下, 根据 SSME 输出的码片信噪比估计均值的变化关系, 可实现对直扩信号 PN 码速率的估计。

### 3.3 最高速率的确定及算法流程

该算法是在最高速率已知情况下进行的, 因此如何有效的确定最高速率至关重要。在符号速率已知情况下, 确定最高速率即只需确定  $n_{\max}$  的取值。 $n_{\max}$  如果选取过大, 将会增大计算量; 如果选取值小于真实值, 将无法正确估计出码速率。下面给出了  $n_{\max}$  的选取步骤。

(1) 设置一个较小的整数  $n_0$ , 设步长为整数  $m$ , 令  $n_k = n_0 + mk, k = 0, 1, 2, \dots$ 。

(2) 设置初始值:  $k = 0, n_{\max} = n_0$ 。

(3) 计算当  $n$  分别为  $n_{\max}, n_{\max} - 1, n_{\max} - 2$  时 SSME 输出的码片信噪比均值, 观察这些均值是否满足 3.2 节中的所述的变化规律, 即观察这些均值是否会以近似 2 倍的速度增大。

(4) 如果满足, 则结束循环; 如果不满足, 则  $k = k + 1, n_{\max} = n_k$ , 且转到步骤(3)。

当  $n_{\max}$  选取以后, 可进行码速率的估计, 其算法步骤如下:

(1) 假设码速率为最大值, 即设  $\mathcal{R} = 2^{n_{\max}} \mathcal{R}_s$ , 运行 SSME 并估计码片信噪比均值, 记为  $\hat{\mu}_{\hat{R}_0}$ , 令  $i = 1$

(2) 将码速率降低 2 倍, 即  $\mathcal{R}_{\text{new}} = (1/2)\mathcal{R}_{\text{old}}$ , 运行 SSME 并估计码片信噪比均值, 记为  $\hat{\mu}_{\hat{R}_i}$ ,  $i = 2, \dots, n_{\max}$ 。

(3) 如果  $\hat{\mu}_{\hat{R}_i} \geq \hat{\mu}_{\hat{R}_{i-1}}$ , 则  $i + 1$ , 且转到步骤(2), 否则停止循环。

此时估计出的码片信噪比均值记为  $\hat{\mu}_{\hat{R}} = \hat{\mu}_{\hat{R}_{i-1}}$ , 则码速率估计值即为  $\hat{\mathcal{R}} = 2^{n_{\max} - (i-1)}$ , 且  $\hat{n} = n_{\max} - (i - 1)$

## 4 算法计算量分析

当符号周期正确估计出以后, 将一个符号信息划分成  $2^{n_{\max}}$  个码片, 然后在一个码片内采样偶数个点。假设码速率为  $\mathcal{R} = 2^{n'} \mathcal{R}_s$ , 其中  $n' = n_{\max}, n_{\max} - 1, \dots, n, n - 1$ , 令  $f_s$  为采样率, 则此时一个码片内的采样点数为  $N' = f_s / \mathcal{R} = f_s / (2^{n'} \mathcal{R}_s)$ , 且由式(7)可知采样数据所含码片数为  $N_s = 2^{n-n'} N$ , 则所有采样点数为  $N_s N'$ 。

由式(3)和式(4)可知, 计算  $y_{0,k}$  和  $y_{1,k}$  分别需要  $(N'/2 - 1)$  次加法和 1 次乘法, 则计算  $u_k^+$  和  $u_k^-$  分别需要  $(N' - 1)$  次加法和 2 次乘法。由式(5)可知, 当码片数为  $N_s$  时, 计算码片信噪比均值  $R$  需要  $(2N_s N' - 1)$  次加法和  $(6N_s + 1)$  次乘法。

则总的加法计算量为

$$\sum_{n'=n-1}^{n_{\max}} (2N_s N' - 1) = (n_{\max} - n + 2)(2\text{倍采样点数} - 1) \quad (21)$$

总的乘法计算量为

$$\sum_{n'=n-1}^{n_{\max}} (6N_s + 1) = n_{\max} - n + 2 + 6N_s \sum_{n'=n-1}^{n_{\max}} 2^{n'-n} \quad (22)$$

由上可知, 该算法的乘法和加法计算量均比较小。在符号周期已知条件下, 可将该算法用于实际中码片速率的估计。

### 5 计算机仿真

为了验证该算法的有效性，本文做了如下的仿真实验。

实验中，一个随机符号信息码被一个周期的 PN 序列进行扩展，设该 PN 码为码长为  $P = 2^n - 1 = 1023$  的 m 序列。符号信息采用 BPSK 调制，噪声采用均值为 0，方差为  $\sigma_n^2$  的加性高斯白噪声，信噪比计算采用公式  $10\lg(\sigma_s^2 / \sigma_n^2)$  ( $\sigma_s^2$  为信号方差)。在实验中设初始值  $n_0 = 6$ ，步长  $m = 7$ ，经过计算可知，取  $n_{\max} = n_1 = 13$  时较为合适。 $T_{\min}$  为最高码速率情况下对应的码片周期，令采样周期  $T_e = 1/4T_{\min}$ ，即  $T_e = 1/(4\mathcal{R}_{\max}) = T_s / (2^{2+n_{\max}})$ ，其中  $T_s$  为符号周期，在实验中将其归一化为 1。Monte-Carlo 次数均为  $N_t = 100$ 。假设  $\hat{\mathcal{R}}$  为当符号周期归一化时估计出的码速率，则估计出的真实码速率应为  $\hat{\mathcal{R}}_c = \hat{\mathcal{R}} / T_s$ 。

#### 5.1 算法性能

为了显示该算法的有效性，本文采用码速率的误判概率来进行测量，其定义如下：

$$P_m = \frac{1}{N_t} \sum_{n=0}^{N_t-1} I(\hat{\mathcal{R}} \neq \mathcal{R}_c) \quad (23)$$

其中

$$I(\hat{\mathcal{R}} \neq \mathcal{R}_c) = \begin{cases} 1 & \hat{\mathcal{R}} \neq \mathcal{R}_c \\ 0 & \hat{\mathcal{R}} = \mathcal{R}_c \end{cases} \quad (24)$$

作为对比，采样数据分别采用一个符号周期和两个符号周期的长度。表 1 显示了当采样数据为一个符号周期长度，信噪比为 -12 dB 时随机选取一次实验的码片信噪比估计均值以及  $\hat{n}$  的估计值的仿真数据。其中  $\widehat{\text{SNR}} = 10\lg(\text{码片信噪比} / \text{一个码片内的采样点数})$ ，在本实验中采样点数为 32。图 3 显示了在不同信噪比下采用不同长度的采样数据的误判概率。

由表 1 可看出，随着假设码速率  $\mathcal{R}$  以 2 倍的速度减小，SSME 输出的码片信噪比均值以 2 倍的速度增加，直至达到最大值后趋于零。该结果与上述的理论推导一致符合。当其达到最大值时有  $\hat{n} = 10$ ，且此时的信噪比估计值  $\widehat{\text{SNR}} = -12.0169$  dB，接近于真实信噪比  $\text{SNR} = -12$  dB。由图 1 可看出，该算法可在观测数据仅为一个周期的符号长度下，在信噪比为 -15 dB 时正确估计出 PN 码速率，且观测数据越长性能越好。

表 1 信噪比为 -12 dB 时一次实验的仿真数据

循环次数 $i$	1	2	3	4	5
假设的码速率 $\mathcal{R}$	$\mathcal{R} = 2^{n_{\max}} \mathcal{R}_s$	$\mathcal{R} = 2^{n_{\max}-1} \mathcal{R}_s$	$\mathcal{R} = 2^{n_{\max}-2} \mathcal{R}_s$	$\mathcal{R} = 2^{n_{\max}-3} \mathcal{R}_s$	$\mathcal{R} = 2^{n_{\max}-4} \mathcal{R}_s$
SSME 估计出的码片信噪比	0.24153	0.5007	0.92197	2.0112	0.018698
$\hat{n} = n_{\max} - (i - 1)$	13	12	11	10	9
$\widehat{\text{SNR}}$ (dB)	-21.2218	-18.0557	-15.4043	-12.0169	-32.3334

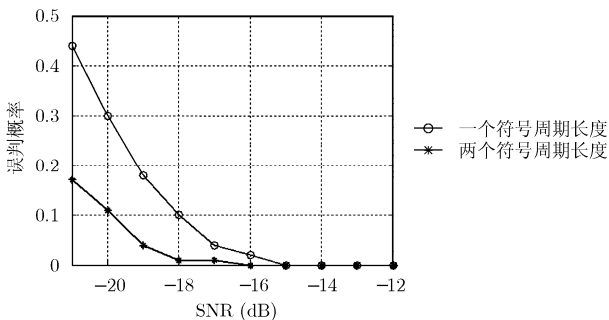


图 1 不同信噪比下的误判概率

#### 5.2 方法对比

我们采用延时相乘法<sup>[4]</sup>与该算法进行比较，延时相乘法是一种简单有效的码速率估计算法。采样数据采用一个符号周期长度。图 2 显示了延时相乘法的算法流程图，与本文算法不同的是，该算法不需

预先估计出符号周期。图 3 显示了不同信噪比下不同算法的误判概率。在延时相乘法中认为相对误差在一定范围以内为正确估计，反之为错误估计。为了充分说明延时相乘法的误判概率，图 3 显示了相对误差范围分别为 1% 和 10% 时延时相乘法的误判概率。

由图 3 可看出延时相乘法只能在信噪比为 -9 dB 及以上可正确估计出 PN 码速率，且误判概率再相对误差为 1% 和 10% 的时候相差甚小。而相同仿真条件下，本文提出的算法的正确估计率可达到 -15 dB。因此该算法的性能明显优于延时相乘法。

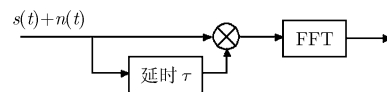


图 2 延时相乘法算法流程图

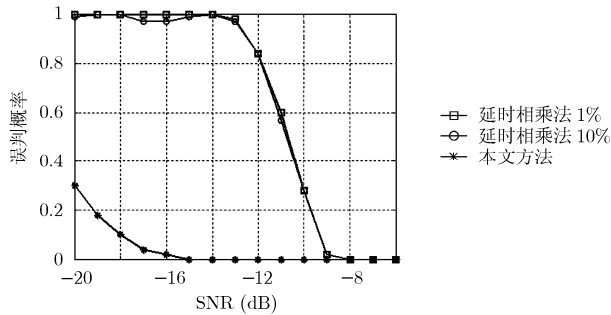


图3 不同算法下的码速率误判概率比较

## 6 结束语

本文提出了一种基于 SSME 的直扩信号码速率估计新方法,通过分析直扩信号符号速率和码速率以及码速率与信噪比之间的关系,论证了该算法的有效性。计算机仿真表明,该算法可在较低的信噪比下正确地估计出码片速率,且可通过增加采样数据长度来提高对码片速率估计的精度。与其他码速率估计算法不同的是该算法是在时域上实现的,因此具有深远的研究价值。

后期工作可在符号周期估计误差以及载频估计误差存在情况下对算法做进一步的研究。

## 参考文献

- [1] 王刚, 江东. 基于谱相关的直扩信号载频及伪码速率估计技术. 现代电子技术, 2006, (13): 23-25.  
Wang Gang and Jiang Dong. Carrier frequency and PN chip-rate estimation of DS signal based on spectral correlation. *Modern Electronics Technique*, 2006, (13): 23-25.
- [2] Weber J, Kowalske K, and Robertson C, et al. Performance of a digital Ad-hoc Chip Rate Estimator (ACRE) given a direct sequence spread spectrum pulse shaped signal. Military Communications Conference, MILCOM 2006, Washington DC, United States, 2006: 1-8.
- [3] Kuehls J F and Geraniotis E. Presence detection of Binary-Phase-Shift-Keyed and Direct-Sequence Spread-Spectrum signals using a prefilter-delay-and-multiply device. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1990, 8(5): 915-933.
- [4] 董占奇, 胡捍英, 于宏毅. 基于延迟相乘-相关及谱分析的直扩信号检测与符号周期、码片时宽估计分析. 电子与信息学报, 2008, 30(4): 840-842.  
Dong Zhan-qi, Hu Han-ying, and Yu Hong-yi. The detection, symbol period and chip width estimation of DSSS signals based on delay-multiply, correlation and spectrum analysis. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2008, 30(4): 840-842.
- [5] Dong Zhan-qi and Li Ming-xia. A method for the detection of long pseudo-random code DSSS signals based on the processing of delay-multiply (I) — The estimation of the pseudo-random code period and the chip width. 2008 11th IEEE International Conference on Communication Technology Proceedings, ICCT 2008, Hangzhou, China, Nov. 10-12, 2008: 205-208.
- [6] Simon M and Dolinar S. Improving signal-to-noise ratio estimation for autonomous receivers. The Interplanetary Network Progress Report, Jet Propulsion Laboratory, Pasadena, California, November 15, 2004, Vol. 42-159: 1-19.
- [7] Burel G, Boudier C, and Berder O. Detection of direct sequence spread spectrum transmissions without prior knowledge. IEEE Global Telecommunications Conference GLOBECOM'01, San Antonio TX, United states, Nov.25-29, 2001, Vol. 1: 236-239.
- [8] Xu Hai-yuan, Huang Zhi-tao, and Zhou Yi-yu. Blind estimation of the symbol period of a long-code DS-SS signal. 2007 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, ICMMT '07, Guilin, China, 2007: 1-4.
- [9] Dong Zhan-qi and Li Ming-xia. A method for the detection of long pseudo-random code DSSS signals based on the processing of delay-multiply (II)—The estimation of the information symbol period and the pseudo-random code sequence. 11th IEEE International Conference on Communication Technology Proceedings, ICCT, Hangzhou, China, Nov.10-12, 2008: 205-208.
- [10] Hamkins J and Simon M K. Autonomous Software-Defined Radio Receivers for Deep Space Applications. United States: Wiley-Interscience, 2006: 121-226.

彭艳华: 女, 1984年生, 硕士生, 研究方向为信号检测与参数估计等。

唐 斌: 男, 1964年生, 博士(后), 教授, 博士生导师, 长期从事电子对抗、雷达抗干扰和新一代通信技术与系统研究。

吕 明: 男, 1964年生, 硕士, 副教授, 长期从事雷达和通信信号处理技术与系统研究。