

影响四阶累积量二维切片估计性能的参数研究

何帅宁 胡剑浩 吴廷勇

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室, 四川成都 611731)

摘要: 基于四阶累积量二维切片的参数估计是一种在低信噪比环境下估计直扩信号扩频码周期等通信参数的重要方法。不失一般性, 本文基于四阶累积量二维切片方法对 AWGN 信道下 DS-SS/BPSK 信号进行了扩频码周期等参数的估计, 利用控制变量法深入分析了检测窗口大小、符号持续时间与扩频码周期相对关系、累加次数等参数对其估计性能的影响, 并仿真验证结论的正确性。理论和仿真均表明, 若反侦查方合理设置符号持续时间与扩频码周期的相对关系, 可以降低扩频码周期被检测概率; 而侦查方合理设置检测窗口大小和累加次数可以增大扩频码周期检测概率。因此, 分析这些特定参数对四阶累积量二维切片估计性能的影响在侦查和反侦查中扮演着极为重要的角色。

关键词: 四阶累积量二维切片; 扩频码周期; 参数估计

中图分类号: TN911.23 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-0530(2014)06-0690-09

Study on the Parameters for Estimation Performance of the Fourth-order Cumulant 2-D Slice

HE Shuai-ning HU Jian-hao WU Ting-yong

(National Key Lab of Science and Technology on Communications, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan, 611731)

Abstract: The fourth-order cumulant 2-D slice is one of the important parameter estimation methods for spread spectrum communication systems, even in low signal-to-noise ratio environment. This paper apply the fourth-order cumulant 2-D slice to DS-SS/BPSK signal parameter estimation. Meanwhile, we study the effect of estimator parameters, including detection window size, symbol duration and accumulation times, on the estimation performance. We analyze the effect of these parameters with control variable method, and the simulation results prove our analysis. According to the analysis and simulation result, the lower symbol duration to spreading code period ratio can help anti-estimator reduce the detection probability. On the other hand, the larger detection window size and accumulation times can help the estimator to achieve better performance. Thus, it's important to study the effect of these parameters on estimation performance of the forth-order cumulant 2-D slice.

Key words: The fourth-order cumulant 2-D slice; symbol period; parameter estimation

1 引言

通信参数, 如载波频率、码片持续时间、扩频码周期, 对直接序列扩频(DS-SS)信号的截获与侦查非常重要, 利用空中信号进行参数估计是通信侦查的基本手段。传统的如能量检测法^[1], 能够判定信

号的有无, 但抗噪性能差, 已不满足实际信号检测与估计的要求; 相关累积法, 包括多重自相关法^[2]和时域延时自相关法^[3], 能够估计载频或扩频码周期, 需要对信号进行较长累积时间的相关运算来消除噪声的影响; 循环谱法^[4-5]能在低信噪比下实现扩频码周期和码片持续时间的估计, 但其运算量

大,检测速度慢,实现困难。

而高阶统计量是一种非常有用的随机信号分析工具,具有两个显著优点^[6-9]:第一,在理论上,高阶累积量能够完全抑制高斯噪声的影响;第二,高阶累积量蕴含比二阶统计量更加丰富的信息,可实现对非高斯信号的检测与估计。在此基础上提出的四阶累积量的二维切片^[10-11]不仅继承了高阶统计量的优点,而且能够同时估计扩频码周期和载波,同时克服了高阶统计量计算量大的缺点,易于工程实现,使其在低信噪比信号检测与估计中得到广泛的应用。

实际的信号检测与估计中,检测方是对截获到 L 个的有限长的信号进行四阶累积量二维切片计算,此时二维切片的检测性能受到多种参数的制约,例如信噪比,被检测方设置的符号持续时间与扩频码周期的相对关系,检测方设置的检测窗口大小、累加次数等参数在一定程度上影响着二维切片的检测性能,而国内近几年的研究中缺乏参数对其检测性能影响的分析,因此本文针对该现象进行系统分析是很有必要的。本文先从理论上分析这些特定参数对于四阶累积量二维切片估计扩频码周期性能的影响,然后仿真验证了这些结论的正确性。

2 DS-SS/BPSK 信号的四阶累积量二维切片分析

不失一般性,本文的被检测信号为加性高斯白噪声信道(AWGN)下的 DS-SS/BPSK 信号,其表达式为

$$x(t) = s(t) + n(t) = Am(t)p(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi) + n(t) \quad (1)$$

其中 A 是载波幅度; $m(t)$ 是双极性 NRZ 信号,符号持续时间为 T_m ; $p(t)$ 是扩频码序列,码片持续时间为 T_p ,周期为 $N_p T_p$, N_p 为扩频码序列一个周期的序列长度; φ 是初相,在 $(0, 2\pi)$ 内均匀分布; $m(t)$ 、 $p(t)$ 与 $\cos(2\pi f_c t + \varphi)$ 两两独立, $n(t)$ 是零均值高斯白噪声,双边功率谱密度为 $N_0/2$ 。

现将高阶累积量的理论应用于 DS-SS/BPSK 信号参数估计中,可推导得到该信号的四阶累积量二维切片表达式^[8-11]

$$\begin{aligned} c_{4x}(0, \tau, \tau) &= E[x^2(t)x^2(t+\tau)] - \{E[x^2(t)]\}^2 \\ &\quad - 2\{E[x(t)x(t+\tau)]\}^2 \\ &= c_{4s}(0, \tau, \tau) + c_{4n}(0, \tau, \tau) \end{aligned} \quad (2)$$

其中

$$\begin{aligned} E[x^2(t)x^2(t+\tau)] &= E[s^2(t)s^2(t+\tau)] + n_1(t, \tau) \\ &= \frac{A^4}{8} \cos(4\pi f_c \tau) + \frac{A^4}{4} + n_1(t, \tau) \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} E[x^2(t)]E[x^2(t+\tau)] &= E[s^2(t)]E[s^2(t+\tau)] + n_2(t, \tau) \\ &= \frac{A^4}{4} + n_2(t, \tau) \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \{E[x(t)x(t+\tau)]\}^2 &= \{E[s(t)s(t+\tau)]\}^2 + n_3(t, \tau) \\ &= \frac{A^4}{8} R_m^2(\tau) R_p^2(\tau) [\cos(4\pi f_c \tau) + 1] \\ &\quad + n_3(t, \tau) \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} n_1(t, \tau) &= E[n^2(t)n^2(t+\tau)] + E[s^2(t)n^2(t+\tau)] \\ &\quad + E[s^2(t+\tau)n^2(t)] \\ &\quad + 4E[s(t)s(t+\tau)n(t)n(t+\tau)] \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} n_2(t, \tau) &= E[n^2(t)]E[n^2(t+\tau)] + E[s^2(t)]E[n^2(t+\tau)] \\ &\quad + E[s^2(t+\tau)]E[n^2(t)] \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} n_3(t, \tau) &= 2E[s(t)s(t+\tau)n(t)n(t+\tau)] \\ &\quad + \{E[n(t)n(t+\tau)]\}^2 \end{aligned} \quad (8)$$

即

$$\begin{aligned} c_{4s}(0, \tau, \tau) &= \frac{A^4}{8} \cos(4\pi f_c \tau) - \frac{A^4}{4} R_m^2(\tau) \\ &\quad R_p^2(\tau) [\cos(4\pi f_c \tau) + 1] \end{aligned} \quad (9)$$

$$n_1(t, \tau) - n_2(t, \tau) - 2n_3(t, \tau) = 0 \quad (10)$$

仔细分析 $c_{4x}(0, \tau, \tau)$ 的每一个分量可知:式(3)包含了信号的载频信息,式(5)包含了信号的扩频码周期信息,式(4)用来抑制直流分量。另外,由式(10)可知,理想高斯白噪声的四阶累积量二维切片 $c_{4n}(0, \tau, \tau)$ 等于零。

2.1 影响四阶累积量二维切片估计性能的参数分析

实际的信号检测与估计有别于上述的理论推导,检测方是对截获到 L 个有限长的信号进行四阶累积量二维切片计算,得到估计值 $\hat{c}_{4x}(0, \tau, \tau)$ 。设 $\hat{c}_{4x}^{(l)}(0, \tau, \tau)$ 是第 l 个有限长信号的二维切片估计值,那么该信号的四阶累积量二维切片估计值是 L 个有限长信号累积量的均值,即

$$\hat{c}_{4x}(0, \tau, \tau) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \hat{c}_{4x}^{(l)}(0, \tau, \tau) \quad (11)$$

理论上,第 l 个有限长的信号可以用 $x(t)g(t-lT)$ 来表示,其中 $g(t)$ 是一个确定函数,与 $x(t)$ 相互

独立,其表达式为

$$g(t) = \begin{cases} 1 & |t| \leq T/2 \\ 0 & |t| > T/2 \end{cases} \quad (12)$$

在式(2)的基础上得到第 l 个有限长信号的二维切片估计量 $\hat{c}_{4x}^{(l)}(0, \tau, \tau)$ 的表达式

$$\begin{aligned} \hat{c}_{4x}^{(l)}(0, \tau, \tau) &= E[g^2(t-lT)g^2(t-lT+\tau)] \\ &\quad E[x^2(t)x^2(t+\tau)] \\ &\quad - E[g^2(t-lT)]E[x^2(t)] \\ &\quad E[g^2(t-lT+\tau)]E[x^2(t+\tau)] \\ &\quad - 2\{E[x(t)x(t+\tau)] \\ &\quad E[g(t-lT)g(t-lT+\tau)]\}^2 \\ &= r_g(\tau)R_{x^2}(\tau) - r_g^2(0)R_x^2(0) - 2r_g^2(\tau)R_x^2(\tau) \end{aligned} \quad (13)$$

其中

$$\hat{c}_{4n}^{(l)}(0, \tau, \tau) = \begin{cases} (1 - |\tau|/T)n_1(t, \tau) - n_2(t, \tau) - 2(1 - |\tau|/T)^2 n_3(t, \tau) & |\tau| \leq T \\ 0 & |\tau| > T \end{cases} \quad (16)$$

讨论当 $|\tau| \leq T$ 时,并利用式(10)可得

$$\begin{aligned} \hat{c}_{4n}^{(l)}(0, \tau, \tau) &= (-|\tau|/T)n_1(t, \tau) \\ &\quad + 2((|\tau|/T)^2 - 2|\tau|/T)n_3(t, \tau) \end{aligned} \quad (17)$$

当 $\tau=0$ 时, $(|\tau|/T)^2 - 2|\tau|/T = 0$; 当 $\tau \neq 0$ 时,

$n_3(t, \tau) = 2R_s(\tau)R_n(\tau) + R_n^2(\tau) = 0$, 故

$$\begin{aligned} \hat{c}_{4n}^{(l)}(0, \tau, \tau) &= (-|\tau|/T)n_1(t, \tau) \\ &= (-|\tau|/T)[(N_0/2)^2\delta^2(0) \\ &\quad + 2(N_0/2)^2\delta^2(\tau) \\ &\quad + 2R_s(0)R_n(0) + 4R_s(\tau)R_n(\tau)] \end{aligned} \quad (18)$$

由式(18)可知,区别于理想高斯白噪声,有限长高斯白噪声的四阶累积量二维切片估计值 $\hat{c}_{4n}^{(l)}(0, \tau, \tau)$ 不再等于零,即二维切片算法的检测性能受到噪声的影响。因此通信侦查方和反侦查方有必要研究在低信噪比下影响该算法检测性能的其他参数,以便做相应的改进。

由式(3)-(5)分析可知,式(13)中决定扩频码周期检测项是 $2r_g^2(\tau)R_x^2(\tau)$, 其中

$$R_x(\tau) = R_s(\tau) + R_n(\tau) = \frac{A^2}{2}R_m(\tau)R_p(\tau)\cos(2\pi f_c\tau) + \frac{N_0}{2}\delta(\tau) \quad (19)$$

值得注意的是上式中 $R_m(\tau)$ 是随机二元传输信号自相关函数,当符号以相同的概率取+1和-1时

$$\begin{aligned} r_g(\tau) &= E[g(t)g(t+\tau)] = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} g(t)g(t+\tau) dt \\ &= \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{T} & |\tau| \leq T \\ 0 & |\tau| > T \end{cases} \end{aligned} \quad (14)$$

将式(3)-(8)代入式(13)可得到 $\hat{c}_{4x}^{(l)}(0, \tau, \tau)$ 的另外一个表达式

$$\begin{aligned} \hat{c}_{4x}^{(l)}(0, \tau, \tau) &= r_g(\tau)(E[s^2(t)s^2(t+\tau)] + n_1(t, \tau)) \\ &\quad - r_g^2(0)(R_s^2(0) + n_2(t, \tau)) \\ &\quad - 2r_g^2(\tau)(E^2[s(t)s(t+\tau)] + n_3(t, \tau)) \\ &= r_g(\tau)E[s^2(t)s^2(t+\tau)] - r_g^2(0)R_s^2(0) \\ &\quad - 2r_g^2(\tau)E^2[s(t)s(t+\tau)] \\ &\quad + r_g(\tau)n_1(t, \tau) - r_g^2(0)n_2(t, \tau) - 2r_g^2(\tau)n_3(t, \tau) \\ &= \hat{c}_{4s}^{(l)}(0, \tau, \tau) + \hat{c}_{4n}^{(l)}(0, \tau, \tau) \end{aligned} \quad (15)$$

$$R_m(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{T_m} & |\tau| \leq T_m \\ 0 & |\tau| > T_m \end{cases} \quad (20)$$

另外,上式中的 $R_p(\tau)$ 的扩频码序列的自相关函数,当 $p(t)$ 为二元双极性 m 序列时, $R_p(\tau)$ 是以 $N_p T_p$ 为周期的三角函数

$$R_p(\tau) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} r_p(\tau - kN_p T_p) \quad (21)$$

$$r_p(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{T_p} \left(1 + \frac{1}{N_p}\right) & |\tau| \leq T_p \\ -\frac{1}{N_p} & T_p < |\tau| \leq \frac{N_p T_p}{2} \end{cases} \quad (22)$$

此时,式(19)可以写成

$$R_x(\tau) = \begin{cases} \frac{A^2}{2}R_p(\tau) \left(1 - \frac{|\tau|}{T_m}\right) \cos(2\pi f_c\tau) + \frac{N_0}{2}\delta(\tau) & |\tau| \leq T_m \\ \frac{N_0}{2}\delta(\tau) & |\tau| > T_m \end{cases} \quad (23)$$

其中符号持续时间 T_m 包含了 $T_m/N_p T_p$ 个扩频码周期。

由式(11)、式(13)、式(14)和式(23)可知,四

阶累积量二维切片估计值 $\hat{c}_{4s}^{(l)}(0, \tau, \tau)$ 与累加次数 L 、检测窗口大小 T 、符号持续时间与扩频码周期相对关系 $T_m/N_p T_p$ 有关。下面,本文利用控制变量法分别分析和验证这三个参数对二维切片估计性能的影响。

2.2 检测窗口大小对四阶累积量二维切片估计性能的影响

在给定扩频码周期、累加次数和信噪比,并假设符号持续时间足够长的条件下,可以分析检测窗口这一单一因子对四阶累积量二维切片估计扩频码周期性能的影响。分析式(13)和式(14)可知, $R_x^2(\tau)$ 项中包含了扩频码相关项 $R_p^2(\tau)$,其所乘的因子 $r_g^2(\tau)$ 影响了扩频码周期的估计。理论上若检测窗口宽度大小的范围为 $n \times N_p T_p \leq T < (n+1) \times N_p T_p, n \in N$,该信号经四阶累积量二维切片方法运算后,会在扩频码周期的整数倍处出现 $2n+1$ 个相关峰,且 $\tau=0$ 两边相关峰的高度可以由包络 $r_g^2(\tau)$ 估计

$$\begin{aligned} & \left| \hat{c}_{4s}^{(l)}(0, N_p T_p, N_p T_p) / \hat{c}_{4n}^{(l)}(0, N_p T_p, N_p T_p) \right| \\ &= \frac{(1 - N_p T_p / T)^2}{|\tau| / T [(N_0/2)^2 \delta^2(0) + 2(N_0/2)^2 \delta^2(\tau) + 2R_s(0)R_n(0) + 4R_s(\tau)R_n(\tau)]} \end{aligned} \quad (25)$$

不失一般性,本文假定实际检测值与真实值之间的误差小于 $\pm 5\%$ 内为正确检测,通过仿真研究正确检测概率。从理论上分析,当 $T < N_p T_p$ 时,检测不到次高峰,正确检测概率为零;当 $T > N_p T_p$ 时,随着窗口 T 的增大, $|\hat{c}_{4s}^{(l)}(0, N_p T_p, N_p T_p)|$ 增大, $|\hat{c}_{4n}^{(l)}(0, N_p T_p, N_p T_p)|$ 减小,即次高峰的高度 $|\hat{c}_{4s}^{(l)}(0, N_p T_p, N_p T_p) / \hat{c}_{4n}^{(l)}(0, N_p T_p, N_p T_p)|$ 增大,检测的概率提高。但是,检测概率也不是无限量增大的,通过增大检测窗口获得的检测概率的增益不会随着窗口的增大而无限增大,当 T 增大到某个极限值之后,检测概率将收敛于恒定值。

2.3 符号持续时间与扩频码周期相对关系对四阶累积量二维切片估计性能的影响

在给定检测窗口大小、累加次数、信噪比的条件下,研究式(13)、式(23)来分析符号持续时间与扩频码周期相对关系对二维切片估计扩频码周期性能的影响。式(13)中包含了扩频码相关项 $R_p^2(\tau)$,由式(23)可知 $R_p^2(\tau)$ 前所乘的因子 $R_m^2(\tau)$ 影响了伪码周期的估计。 $R_p(\tau)$ 与 $R_m^2(\tau)$ 的关系如图 2 所示,图中只画了 $T_m = N_p T_p$ 这一种情况。由于有限长信号包含的符号个数有限,符号取 ± 1 的概率不完全相

$$\hat{c}_{4s}^{(l)}(0, nN_p T, nN_p T) \approx r_g^2(nN_p T_p) = (1 - nN_p T_p / T)^2 \quad (24)$$

当扩频码 $p(t)$ 是 m 序列,那么 $R_p(\tau)$ 与 $r_g^2(\tau)$ 的关系如图 1 所示。

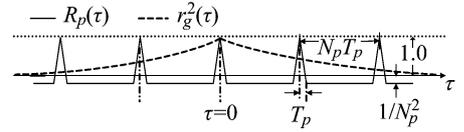


图 1 $R_p(\tau)$ 和 $r_g^2(\tau)$ 的关系图

Fig. 1 Relation between $R_p(\tau)$ and $r_g^2(\tau)$

另一方面,由式(18)可知,当噪声功率不变时,窗口大小 T 决定了噪声估计值 $\hat{c}_{4n}^{(l)}(0, \tau, \tau)$ 的大小。根据检测机制, $\tau=0$ 两边的第一个峰与最高峰之间的距离为估计到的扩频码周期,那么 $\tau=0$ 两边的第一个峰的比值 $|\hat{c}_{4s}^{(l)}(0, N_p T_p, N_p T_p) / \hat{c}_{4n}^{(l)}(0, N_p T_p, N_p T_p)|$ 决定了正确检测概率,其表达式为

等,其相关函数在 $\tau \geq |T_m|$ 处不完全等于零,最终会使 DS-SS 信号四阶累积量二维切片上的峰值随 $R_m^2(\tau)$ 的包络起伏变化。

另外,实际的扩频系统一般采用符号持续时间等于或者小于扩频码周期,但是在非平稳通信系统中,非平稳信号的符号持续时间是随机变化的,此时符号持续时间有可能大于扩频码周期;其次对于 IS-95、CDMA2000 等系统,其前向链路的导频基带数据由多个常值逻辑“0”组成,由多个导频数据构成的“伪”符号持续时间大于扩频码周期。因此本文有必要讨论 $T_m \leq N_p T_p$ 和 $T_m > N_p T_p$ 这两种情况对四阶累积量二维切片检测扩频码周期的影响。

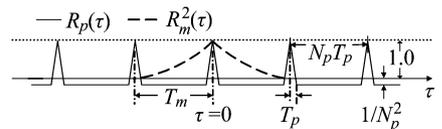


图 2 $R_p(\tau)$ 与 $R_m^2(\tau)$ 的关系图

Fig. 2 Relation between $R_p(\tau)$ and $R_m^2(\tau)$

在 2.2 节提到的检测机制和正确检测概率定义条件下,根据以上分析可以得到:当 $T_m \leq N_p T_p$ 时

仍能正确检测到扩频码周期,但是正确检测概率较低;当 $T_m > N_p T_p$ 时,其正确检测的概率随着比值 $T_m / N_p T_p$ 增大而增大,但是检测概率也不是无限量增大的,当 $T_m / N_p T_p$ 增大到某个极限值之后, $R_m^2(t)$ 对次高峰的影响很小,此时 $T_m / N_p T_p$ 增大对检测概率 P 的贡献可以忽略不计。

2.4 累加次数对四阶累积量二维切片估计性能的影响

高阶矩有一个缺点是它们易受异常值的影响,当我们用有限长的样本来估计随机变量的高阶矩时,该高阶矩很可能会偏离真实值,尤其是对长拖尾的分布,这些统计量会有很大的方差。由于高阶累积量是高阶矩的组合,因此与高阶矩一样,高阶累积量也同样受异常值的影响。当我们用式(11)来估计四阶累积量的二维切片时,增大累加次数 L 可增强其鲁棒性,来逼近真实的统计值。从另外一个角度说,式(11)是对去除相位信息的多个估计值进行非相干累加,它可以通过提高累加次数 L 来提高信噪比,但是信噪比的增益会随着累加次数的增加而降低。

从以上两个角度分析可知,增大累加次数 L 可以提高二维切片检测参数概率,但由于采用非相关累加原理,通过累加获得的检测概率增益不会随着累计次数的增加而无限提高。

3 仿真实证

仿真时采用离散信号 $x(n)$ 代替式(2)中的 $x(t)$,检测方可以通过 L 个能包含 N 个采样点的矩形窗来截取 L 个 N 点长的离散信号作为观测样本,并称 N 为检测窗口大小。每个检测窗口的样本可作为有限长离散确知信号处理,其自相关函数为

$$R_x(\tau) = \sum_{n=1}^{N-\tau} x(n)x(n+\tau) \quad (26)$$

于是第 l 个样本窗口的二维切片估计量为

$$\hat{c}_{4x}^{(N,l)}(0, \tau, \tau) = \sum_{n=1}^{N-\tau} x^2(n)x^2(n+\tau) - \left(\sum_{n=1}^N x^2(n) \right)^2 - 2 \left(\sum_{n=1}^{N-\tau} x(n)x(n+\tau) \right)^2 \quad (27)$$

那么该样本的四阶累积量二维切片是 L 个样本窗口累积量的均值,即

$$\hat{c}_{4x}(0, \tau, \tau) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \hat{c}_{4x}^{(N,l)}(0, \tau, \tau) \quad (28)$$

基于式(26)-式(28)可实现四阶累积量二维切片算法的仿真实验。其中,实验2、4和5的仿真参数见表1。

表1 实验2、4和5仿真参数表

Tab.1 Parameters table of test 2,4 and 5

参数名称	参数取值
符号持续时间(s)	实验4:6.3×(0.1、0.6、0.9、1.6、3.0、10、50) 实验2、5:6.3×0.6
检测窗口大小(采样点数)	实验2:300、500、700、1000、3000、5000 实验4、5:1000
累加次数(次)	实验2、4、5 实验5:5、10、25、50、100
扩频码阶数	6
码片持续时间(s)	0.1
采样率(Hz)	50
试验次数	10 ⁵
E_b/N_0 (dB)	[-8,2]

3.1 检测窗口大小对检测性能的影响

实验1 仿真时令符号取值全为1来模拟符号持续时间足够长(只要保证检测窗口所截取的信号符号取值全为1就满足符号持续时间足够长的要求),并设置检测窗口大小包含39个扩频码周期的采样点数,然后用二维切片算法对该信号进行扩频码周期检测。仿真结果见图3,图3(a)是该信号的四阶累积量二维切片,图3(b)是 $r_g^2(\tau)$ 的仿真结果。比较两图可知,图3(a)包含了77相关峰,且 $\tau=0$ 两边相关峰的高度随着 $r_g^2(\tau)$ 下降。

实验2 仿真参数如表1所示。每次仿真时,用表1中的部分参数产生被检测信号,用给定的窗口大小截取5段相同长度的样本数据分别进行四阶累积量二维切片计算,将5次计算的结果进行累加平均作为当次实验的最终结果,并判断是否正确检测到扩频码周期。将仿真实验重复10⁵次即可估计出在某一检测窗口大小、 E_b/N_0 条件下扩频码周期的正确检测概率。遍历检测窗口大小和 E_b/N_0 的取值并按上述方法进行仿真,即可得到图4所示的仿真结果。

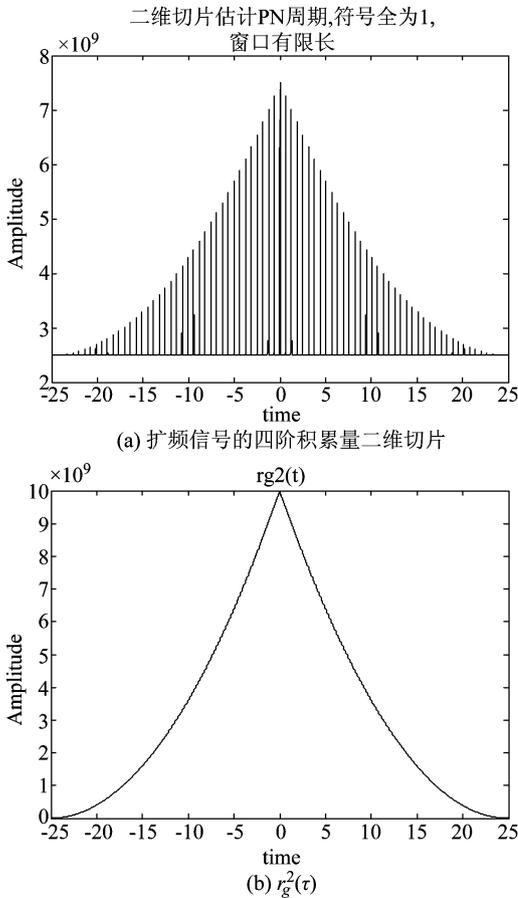


图 3 仿真验证 $r_g^2(\tau)$ 对 $c_{4x}(0, \tau, \tau)$ 的影响

Fig. 3 Effect of $r_g^2(\tau)$ on $c_{4x}(0, \tau, \tau)$

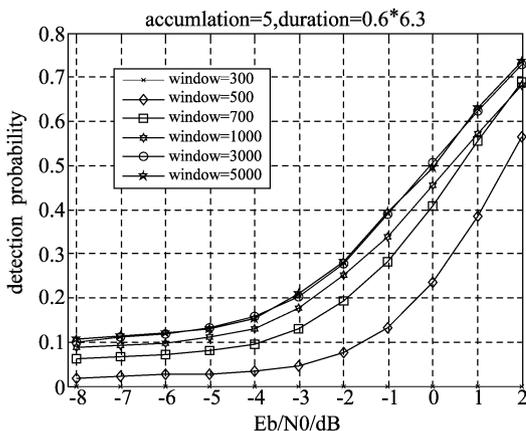


图 4 不同检测窗口大小下四阶累积量二维切片检测概率随 E_b/N_0 的变化曲线

Fig. 4 Detection probability of fourth-order cumulant 2-D slice versus E_b/N_0 under different detect window sizes

由仿真结果可以看出,四阶累积量二维切片算法性能随着检测窗口的增加而提高。当检测窗口

包含 300 个采样点时(未包含一个扩频码周期的采样点数),此时检测概率为 0;当检测窗口逐渐增大,检测概率逐渐增大,由图 4 可知,当窗口大小包含 500 个采样点时,在 $E_b/N_0 = 0\text{dB}$ 的情况下,其正确检测的概率只有 22%;当窗口增大到 3000 时,其正确检测的概率达到 50%。其次,检测概率的增益随着窗口的增大而降低且检测概率会收敛于恒定值。

实验 1 和实验 2 的结果与 2.2 节的分析一致。

3.2 符号持续时间与扩频码周期相对关系对检测性能的影响

为了分析“符号持续时间与扩频码周期相对关系”这个单一变量对二维切片的影响,需要改进式(26)的自相关算法来避免因有限长窗口带来的影响。改进后的自相关表达式为

$$R_x(\tau) = \sum_{n=N}^{2N-1} x(n)x(n+\tau), \tau \in [-N+1, N-1] \quad (29)$$

改进后的自相关算法不仅用到了本身的 N 点数据,还引入与之前相邻 $N-1$ 点数据来计算。图 5 是两种自相关算法计算 m 序列的自相关函数的仿真对比图,图 5(a)是利用式(26)计算 $R_p(\tau)$ 的结果,图 5(b)是利用式(29)计算 $R_p(\tau)$ 的结果。比较可知,采用式(26)的自相关算法会使 m 序列的自相关峰呈现三角形下降趋势;而采用式(29)改进后的自相关算法得到的 m 序列的自相关峰是一样高的,避免了有限长窗口带来的影响。现基于式(29),可进行实验 3 来验证符号持续时间与扩频码周期相对关系对 $\hat{c}_{4x}^{(l)}(0, \tau, \tau)$ 的影响。

实验 3 仿真时令符号取 ± 1 的概率都为 0.5,并设置检测窗口大小包含 4 个符号或 39 个扩频码周期采样点数,然后对该检测窗口内的数据进行四阶累积量二维切片计算。仿真结果见图 6,图 6(a)是扩频信号的四阶累积量二维切片,图 6(b)是符号进行自相关并平方计算的结果。尽管采用式(29)的自相关算法来避免有限长窗口对波形的影响,但进行自相关计算的符号个数有限,符号取 ± 1 的概率不完全等于 0.5,使得 $R_m^2(\tau)$ 在 $\tau \geq |T_m|$ 处不完全等于零。对比两图可知, $\hat{c}_{4x}^{(l)}(0, \tau, \tau)$ 的峰值随着 $R_m^2(\tau)$ 的包络变化。

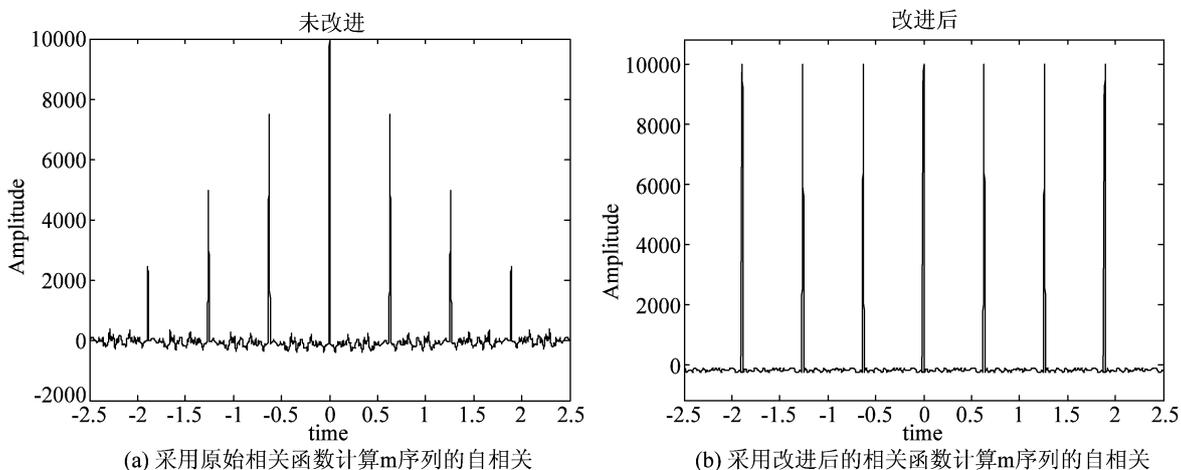
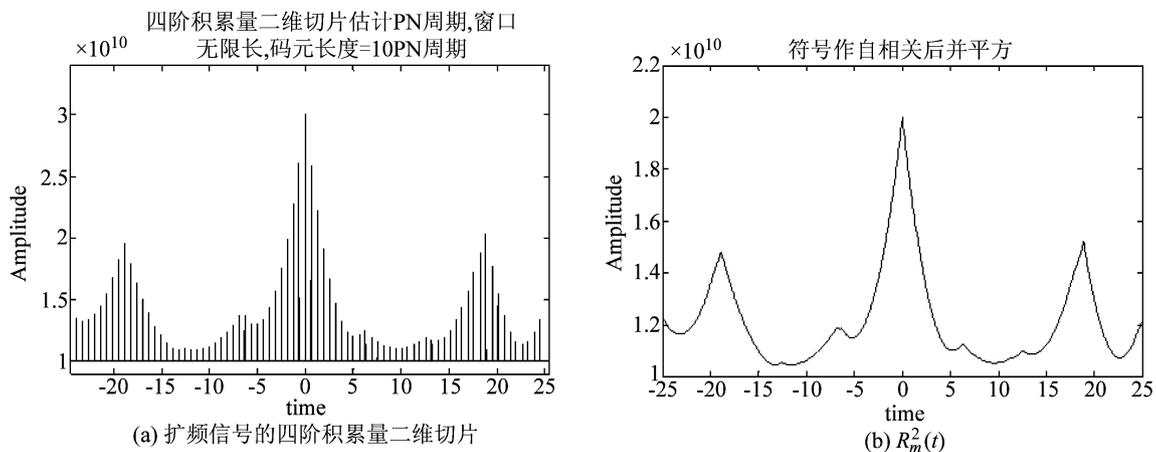


图5 两种自相关算法计算m序列的自相关函数的仿真对比图

Fig.5 Comparing result of two autocorrelation algorithms

图6 仿真验证 $R_m^2(t)$ 对 $\hat{c}_{4x}^{(l)}(0, \tau, \tau)$ 的影响Fig.6 Effect of $R_m^2(t)$ on $\hat{c}_{4x}^{(l)}(0, \tau, \tau)$

实验4 仿真参数如表1所示。每次仿真时,选择某一符号持续时间的取值,利用表1中的部分参数产生被检测信号,并用能包含1000个采样点的检测窗口去截取信号,共截取5段,每一段信号进行四阶积累量二维切片计算,将5次计算的结果进行累加平均作为当次实验的最终结果,并判断是否正确检测到扩频码周期。将仿真实验重复 10^5 次即可估计出在某一符号持续时间、 E_b/N_0 条件下扩频码周期的正确检测概率。遍历符号持续时间和 E_b/N_0 的取值并按上述方法进行仿真,即可得图7所示的仿真结果。

由仿真结果可以看出,四阶积累量二维切片算法性能随着信息符号持续时间与扩频码周期比值 $T_m/N_p T_p$ 的增大而增加。当符号持续时间未包含一个扩频码周期时,检测概率相对较低。当符号持续时间只是0.1倍的扩频码周期时,在 $E_b/N_0 = 0\text{dB}$ 情况下,其正确检测的概率只有10%;而当符号持续时间延长到3.0倍的扩频码周期时,在 $E_b/N_0 = 0\text{dB}$ 情况下,其正确的检测概率已达到90%。此外,检测概率的增益随着比值 $T_m/N_p T_p$ 的增大而降低,最终检测概率会收敛于某一恒定值。

实验3和实验4的结果与2.3节分析一致。

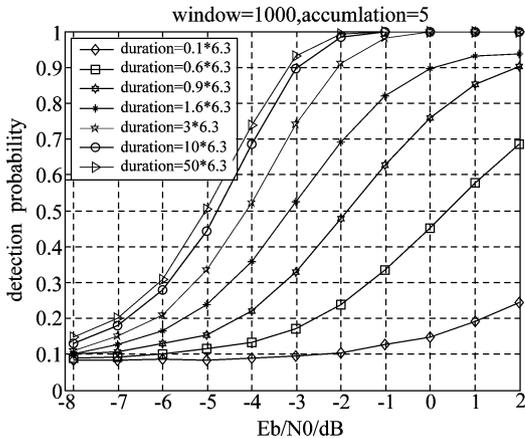


图7 不同符号宽度下四阶累积量二维切片检测概率随 E_b/N_0 的变化曲线

Fig. 7 Detection probability of fourth-order cumulant 2-D slice versus E_b/N_0 under different symbol durations

3.3 累加次数对检测性能的影响

实验 5 仿真参数如表 1 所示。每次仿真时用表 1 的部分参数产生被检测信号,在给定累加次数的条件下,截取相应段数、每段点数为 1000 的样本数据分别进行四阶累积量二维切片计算,并进行累加平均得到当次实验的最终结果,并判断是否正确检测到扩频码周期。将仿真实验重复 10^5 次即可估计出在某一累加次数、 E_b/N_0 条件下扩频码周期的正确检测概率。遍历累加次数和 E_b/N_0 的取值并按上述方法进行仿真,即可得图 8 所示的仿真结果。

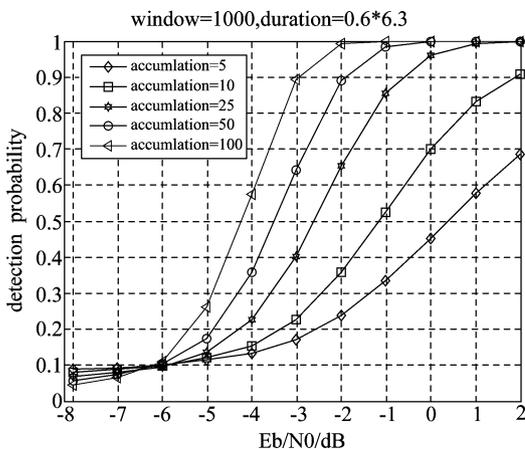


图8 不同累加次数下四阶累积量二维切片检测概率随 E_b/N_0 的变化曲线

Fig. 8 Detection probability of fourth-order cumulant 2-D slice versus E_b/N_0 under different accumulation times

由仿真结果可以看出,四阶累积量二维切片算法性能随着累积次数增加而增加。当累积次数为 5 次, $E_b/N_0 = 0\text{dB}$ 时,其正确的检测概率为 45%,而当累积次数增大至 50 次时,其正确检测的概率上升到 100%。其次,检测概率的增益随着累加次数的增加而降低,最终检测概率会收敛于某一恒定值。实验 5 的结果与 2.4 节分析一致。

4 结论

本文基于四阶累积量二维切片估计 DS-SS/BPSK 信号的扩频码周期,分别分析了检测窗口大小、符号持续时间与扩频码周期相对关系、累加次数这三个参数对估计性能的影响,并仿真验证结论的正确性。

研究影响四阶累积量二维切片算法性能的参数的重要意义在于,一方面可以给被侦查方提供依据去设置合理的符号持续时间与扩频码周期相对关系,降低被侦查和被检测的概率;另一方面也给侦查方提供有利的依据去设置合理的检测窗口大小和累加次数,增大检测概率。

参考文献

- [1] Urkowitz H. Energy detection of unknown deterministic signals[J]. Proceedings of the IEEE, 1967, 55(4): 523-531.
- [2] 李一兵,岳欣. 扩频通信系统中弱信号检测研究[J]. 信息技术, 2008, 27(8): 55-57.
Li Y B, Yue X. Research on weak signal detection in spread spectrum system [J]. Information Technology, 2008, 27(8): 55-57. (in Chinese)
- [3] French C, Gardner W. Spread-spectrum despreading without the code[J]. Communications, IEEE Transactions on, 1986, 34(4): 404-407.
- [4] Gardner W A, Spooner C M. Signal interception: performance advantages of cyclic-feature detectors[J]. Communications, IEEE Transactions on, 1992, 40(1): 149-159.
- [5] 王睿. 基于循环平稳性的数字通信信号调制识别与参数估计研究[D]. 成都:电子科技大学, 2012: 4-60
Wang R. Study on digital communication signals modulation recognition and parameters estimation based on cyc-

- clostationary characteristic [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2012: 4-60. (in Chinese)
- [6] Mendel J M. Tutorial on higher-order statistics (spectra) in signal processing and system theory: Theoretical results and some applications [J]. Proceedings of the IEEE, 1991, 79(3): 278-305.
- [7] 张贤达. 现代信号处理[M]. 第二版. 清华大学出版社, 2002: 263-278.
Zhang X D. Modern signal processing[M]. 2nd ed, Beijing: Tsinghua University Press, 2002: 263-278. (in Chinese)
- [8] Shen ZH, Tang B, Lu Y, et al. Multiple parameters estimation simultaneously for DS-SS/BPSK signal based on fourth-order cumulant 2-D slice [C] // Proceedings of IEEE Conference on Communications, Circuits and System, 2004. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2004: 867-870.
- [9] 沈振惠, 唐斌, 吕燕等. 基于四阶统计 2-D 切片的直扩信号多参数估计[J]. 信号处理, 2005, 21(3): 304-306.
Shen Z H, Tang B, Lu Y, etc. Multiple parameter estimation for DS-SS signal based on forth-cumulant 2-D slice[J]. Signal Processing, 2005, 21(3): 304-306. (in Chinese)
- [10] 赵晓艳. 直接序列扩频信号的盲检测和参数估计方法[D]. 北京邮电大学, 2008.
Zhao X Y. Research on blind detection and parameters estimation of direct sequence spread spectrum [D]. Beijing University of Posts and Telecommunications, 2008. (in Chinese)
- [11] 赵知劲, 邬佳, 徐春云, 等. 基于四阶累积量的 DSSS/QPSK 信号检测方法研究[J]. 电子学报, 2007, 35(6): 1046-1049.
Zhao J Z, Wu J, Xu C Y, etc. The Study on the Detection Methods of DSSS/QPSK Signal Based on the Fourth-Order Cumulants[J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(6): 1046-1049. (in Chinese)

作者简介



何帅宁 女, 1990 年生, 浙江人, 现为电子科技大学硕士研究生, 主要研究方向为通信与信息系统。

E-mail: he_shuaining@163.com



胡剑浩 男, 1971 年生, 云南人, 现为电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室教授, 博导, 主要研究方向为通信与信息处理、信道编码、片上网络。

E-mail: jhhu@uestc.edu.cn



吴廷勇 男, 1975 年生, 四川人, 现为电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室副教授, 主要研究方向为无线通信中的信号处理技术。

E-mail: wuty75@uestc.edu.cn