

文章编号:1671-6833(2010)03-0057-04

基于循环平稳多天线的 DSSS 信号参数估计

穆晓敏, 赵海峰, 杨守义

(郑州大学 信息工程学院 郑州 450001)

摘要: 提出了基于 SIMO(Single-Input Multi-Output)循环平稳特性的参数估计方法,对分集合并后的 DSSS 信号进行了循环谱分析,并对信号的载频、码元宽度进行估计. 仿真结果表明,该方法能充分利用多天线提供的空间分集,提高 DSSS 信号的参数估计性能.

关键词: 循环平稳;SIMO 空间分集;参数估计

中图分类号: TN91

文献标识码: A

1 引言

直接序列扩频(Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS)通信具有频谱宽、隐蔽性好、功率谱密度低、伪随机编码的保密能力及抗干扰能力强等诸多优点,使得它可以工作在强干扰或较低的信噪比情况下,在军事通信领域中得到了广泛的应用. 因其特有的工作环境,从复杂的噪声背景中检测未知的直扩信号并对其进行识别以及参数估计是一个非常复杂的问题,也是电子侦察和电子对抗技术研究的热点和具有挑战意义的课题.

对直扩信号参数的估计许多学者进行了大量研究. 文献[1~4]是基于协作接收机或已知部分先验信息的参数估计方法,对于非协作接收机一般很难获得这些先验信息. 文献[5]在高斯信道下提出了一种新的二阶循环平稳参数估计方法,在没有先验信息情况下,对码元时宽、载频、幅度进行估计,在较低信噪比下得到较好的估计. 文献[6]研究了多径信道下 DSSS 信号的循环平稳特性,运用循环谱相关理论解决信号的参数估计问题.

为了提高多径信道下 DSSS 信号的参数估计的精度,笔者提出采用分集接收技术的 SIMO 系统,其目的是有效地利用天线的空间分集能力克服多径干扰,获得分集增益,从而提高信号的检测、识别以及参数估计性能.

2 系统描述

DSSS 直扩信号模型可表示为

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} q(t - nT_b - t_0) \cos(2\pi f_c t + \theta_n + \Phi_0) \quad (1)$$

式中: $q(t)$ 为扩频后的调制脉冲; f_c 是载频; T_b 为码片时宽; t_0 为初始时间; Φ_0 仅在 $[-\pi, \pi]$ 之间取值. 笔者提出的基于循环平稳特性多天线信号参数估计系统模型如图1所示.

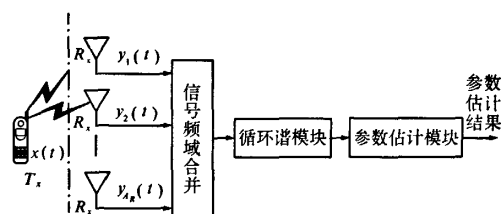


图1 基于循环平稳特性多天线的信号参数估计系统

Fig.1 The signal parameter estimation of multi-antenna system based on the cyclostationarity features

发射端有1根天线,接收端有 A_R 根接收天线,假设各信道是慢时变频率选择性信道,并且是相互独立的. 第 i 根接收天线的接收信号为

$$y_i(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_i(t, lT_s) x(t - lT_s) + n_i(t) \quad (2)$$

式中: T_s 为采样间隔; N_s 为信号采样点数;

收稿日期:2010-01-21;修订日期:2010-03-09

基金项目:河南省重点科技攻关项目(082102210013)

作者简介:穆晓敏(1955-),女,河南郑州人,郑州大学教授,博士生导师,主要研究方向为通信信号处理、图像信号处理、通信系统的抗干扰技术、图像数字水印技术等, E-mail: iexmmu@zzu.edu.cn

$h_i(t, lT_s)$ 表示从信号发射天线到第 i 根接收天线的时延为 lT_s 的信道系数, L 为信道长度. $n_i(t)$ 是第 i 根天线接收到的加性高斯白噪声, 各天线噪声相互独立. 参数估计过程如图 2 所示.

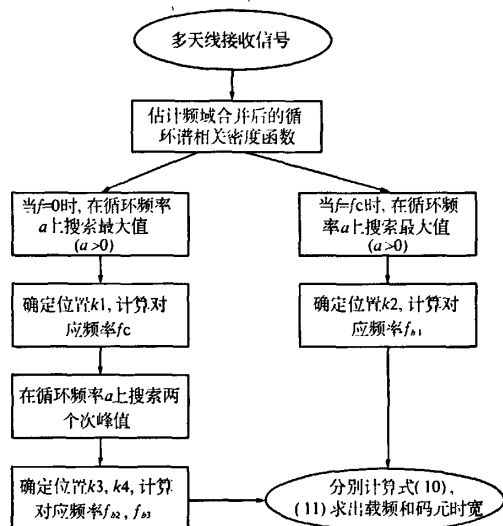


图 2 DSSS 直扩信号载频、码元速率估计流程图

Fig. 2 The chart of DSSS signal carrier frequency, Symbol rate estimation

3 算法的理论分析

由图 2 可知, 参数估计的关键是求分集合并后信号的谱相关密度函数, 在实际计算中, 由于接收到的数据是有限长的, 经常采用平滑法来计算接收信号的谱相关密度函数, 笔者采用时域平滑的循环周期图法来计算信号的谱相关密度函数, 由文献[7]其离散表达式为

$$S_{Y, 1/\Delta f}^a(t, f)_{\Delta t} = \frac{1}{KM} \sum_{n=0}^{KM-1} \Delta f Y_{1/\Delta f}(t - n/K\Delta f, f + \frac{a}{2}) \cdot Y_{1/\Delta f}^*(t - n/K\Delta f, f - \frac{a}{2}) \quad (3)$$

式中:

$$Y_{1/\Delta f}(t, f) = \sum_{n=0}^{N-1} a_T(nT_s) y(t - nT_s) e^{-j2\pi f(t-nT_s)} \quad (4)$$

式中: a_T 为窗函数; $\Delta t = [(1 + M - \frac{1}{K})N - 1]T_s$ 为数据总长度; T_s 为采样时间间隔; $\Delta f = 1/(N - 1)$; T_s 为频谱分辨率; K 为数据重叠系数.

根据文献[8], 在没有任何先验信息情况下, 利用信号的循环平稳特性从各天线的 SCF 中提取各天线信道频域响应之间的相互关系, 进行频域合并. 以天线 1 为基准, 估计出各天线信道频域

响应与天线 1 的相位差 $e^{j\varphi(H_1(t, f))}$, 对各天线的频域信号进行等增益合并, 合并的频域信号[8]:

$$Y_{1/\Delta f}(t, f) = \sum_{i=1}^{A_R} |H_i(t, f)| e^{j\varphi(H_1(t, f))} X(t, f) + N(t, f) \quad (5)$$

将式(5)代入式(3)得:

$$\begin{aligned} S_{Y, 1/\Delta f}^a(t, f)_T &= H(t, f + \frac{a}{2}) H^*(t, f - \frac{a}{2}) \cdot \\ S_x^a(t, f) &+ H(t, f + \frac{a}{2}) S_{x_n}^a(t, f) + H^*(t, f - \frac{a}{2}) S_{x_n}^a(t, f) + \\ &\frac{a}{2} S_{x_n}^a(t, f) + S_n^a(t, f) = \\ &\left(\sum_{i=1}^{A_R} |H_i(t, f + \frac{a}{2})| \right) \left(\sum_{i=1}^{A_R} |H_i(t, f - \frac{a}{2})| \right) \cdot \\ &e^{j\varphi(H_1(t, f + \frac{a}{2})) - j\varphi(H_1(t, f - \frac{a}{2}))} S_x^a(t, f) + \\ &\left(\sum_{i=1}^{A_R} |H_i(t, f + \frac{a}{2})| \right) e^{j\varphi(H_1(t, f + \frac{a}{2}))} S_{x_n}^a(t, f) + \\ &\left(\sum_{i=1}^{A_R} |H_i(t, f - \frac{a}{2})| \right) e^{-j\varphi(H_1(t, f - \frac{a}{2}))} S_{x_n}^a(t, f) + \\ &S_n^a(t, f) \end{aligned} \quad (6)$$

第一项为信号项, 中间两项为信号与噪声相关项, 最后项为噪声项, 当信号采样点数 $N_s \rightarrow \infty$ 时, 后三项趋于 0, $S_{Y, 1/\Delta f}^a(t, f)_T$ 的估计值可以看作是第一项的估计值. 笔者以 BPSK 直扩信号为例, BPSK 直扩信号的谱相关密度函数[4]:

$$\begin{aligned} S_x^a(f) = & \begin{cases} \frac{1}{4T_b} [Q(f + \frac{a}{2} + f_c) Q^*(f - \frac{a}{2} + f_c) + \\ Q(f + \frac{a}{2} - f_c) Q^*(f - \frac{a}{2} - f_c)] e^{-j2\pi a t_0}, \\ \quad \left(a = \frac{k}{T_b} \right); \\ \frac{1}{4T_b} [Q(f + \frac{a}{2} + f_c) Q^*(f - \frac{a}{2} - f_c)] \cdot \\ \quad e^{-j[2\pi(a + 2f_c)t_0 + 2\Phi_0]}, \left(a = -2f_c + \frac{k}{T_b} \right); \\ \frac{1}{4T_b} [Q(f + \frac{a}{2} - f_c) Q^*(f - \frac{a}{2} + f_c)] \cdot \\ \quad e^{-j[2\pi(a - 2f_c)t_0 - 2\Phi_0]}, \left(a = 2f_c + \frac{k}{T_b} \right); \\ 0, \text{其它.} \end{cases} \end{aligned} \quad (7)$$

式中: a 是循环频率; f 是谱频率; k 是整数; $Q^*(f)$ 是 $Q(f)$ 的共轭, $Q(f)$ 函数的表达式为: $Q(f) = \frac{\sin(\pi f T_b)}{\pi f}$, 便于分析, 我们令 $t_0 = 0, \Phi_0 = 0$. 若对谱相关密度函数取 $f=0$ 处的包络, 可得式(8).

$$|S_y^*(f=0)| = \begin{cases} \left(\sum_{i=1}^{A_R} \left| H_i(t, \frac{a}{2}) \right| \right) \left(\sum_{i=1}^{A_R} \left| H_i(t, -\frac{a}{2}) \right| \right) \cdot e^{j\varphi(H_1(t, \frac{a}{2})) - j\varphi(H_1(t, -\frac{a}{2}))}; \\ \frac{1}{2T_b} \left| Q(f_c + \frac{a}{2}) Q^*(f_c - \frac{a}{2}) \right|, \left(a = \frac{k}{T_b} \right); \\ \left(\sum_{i=1}^{A_R} \left| H_i(t, \frac{a}{2}) \right| \right) \left(\sum_{i=1}^{A_R} \left| H_i(t, -\frac{a}{2}) \right| \right) \cdot e^{j\varphi(H_1(t, \frac{a}{2})) - j\varphi(H_1(t, -\frac{a}{2}))}; \\ \frac{1}{4T_b} \left| Q(\frac{a}{2} \mp f_c) \right|^2, \left(a = \pm 2f_c + \frac{k}{T_b} \right); \\ 0, \text{其它}. \end{cases} \quad (8)$$

对式(8)进行分析, BPSK 直扩信号谱相关密度函数的包络 $|S_y^*(f=0)|$ 沿 $a=0$ 轴对称, 且最大值出现在 $a=2f_c$ 处, 在 $a=2f_c \pm \frac{1}{T_b}$ 处出现第二峰值, 我们可以利用这两个点来估计信号载频和码元速率。如图 3 所示, 在 $|S_y^*(f=0)|$ 上搜索最大峰值并确定其循环谱率所在的位置, 估计出载频, 由式(7)可以看出最大峰值与第二峰值的间隔为 $\frac{1}{T_b}$, 即为码片时宽的倒数, 所以搜索第二峰值与最大峰值的间隔可以估计出码元速率。

取 $f=f_c$ 处 $S_y^*(f)$ 的包络:

$$|S_y^*(f=f_c)| = \begin{cases} \left(\sum_{i=1}^{A_R} \left| H_i(t, f_c + \frac{a}{2}) \right| \right) \left(\sum_{i=1}^{A_R} \left| H_i(t, f_c - \frac{a}{2}) \right| \right) \cdot e^{j\varphi(H_1(t, f_c + \frac{a}{2})) - j\varphi(H_1(t, f_c - \frac{a}{2}))}; \\ \frac{1}{4T_b} \left| Q(2f_c + \frac{a}{2}) Q^*(2f_c - \frac{a}{2}) \right| + \left| Q(\frac{a}{2}) \right|^2, \\ \left(a = \frac{k}{T_b} \right); \\ \left(\sum_{i=1}^{A_R} \left| H_i(t, f_c + \frac{a}{2}) \right| \right) \left(\sum_{i=1}^{A_R} \left| H_i(t, f_c - \frac{a}{2}) \right| \right) \cdot e^{j\varphi(H_1(t, f_c + \frac{a}{2})) - j\varphi(H_1(t, f_c - \frac{a}{2}))}; \\ \left[\frac{1}{4T_b} \left| Q(2f_c + \frac{a}{2}) Q^*(\frac{a}{2}) \right| \right], \left(a = \pm 2f_c + \frac{k}{T_b} \right); \\ 0, \text{其它}. \end{cases} \quad (9)$$

可以看出式(9)右边第一项有较大非零值, 而且最大值出现在循环频率 $a = \pm \frac{1}{T_b}$ 处, 所以可以在 $|S_y^*(f=f_c)|$ 上搜索最大峰值, 并确定其位置, 估计出码元速率。综上所述, 信号的载频和码元速率可以表示为^[5]

$$f_c = \frac{1}{2} \arg \max_a |S_y^*(f=0)| \quad (10)$$

$$T_b = 3 / (\arg \max_a |S_y^*(f=0, a > 2f_c)| - \arg \max_a |S_y^*(f=0, a < 2f_c)| + \arg \max_a |S_y^*(f=f_c)|) \quad (11)$$

由于循环谱是关于 $a=0$ 轴对称的, 即正负循环频率上包含的循环谱信息是一样的, 在实际计算时仅考虑正循环频率上的信息。

4 仿真结果

图 3 和图 4 是基于循环谱的直扩 BPSK 信号的参数估计仿真结果。多径信道数 $L=4$, 衰减因子 $\mu_1=0.24, \mu_2=0.36, \mu_3=0.24, \mu_4=0.50$, 信道时延 $\tau_1=0, \tau_2=1 \mu s, \tau_3=2 \mu s, \tau_4=3 \mu s$, 取采样频率 $f_s=100 \text{ MHz}$, 载波频率 $f_c=25 \text{ MHz}$, 归一化后 $f_s=1 \text{ Hz}, f_c=0.25 \text{ Hz}$, 码元速率 $f_b=1/T_b=0.125 \text{ Hz}$ 。噪声为理想的高斯白噪声。信噪比从 -6 dB 到 16 dB , 每 2 dB 评估一次估计误差, 每个信噪比对信号进行 2 000 次试验。图 3 对比了在信噪比为 5 dB 时一次实现中得到的单天线合并谱相关函数与多天线谱相关函数, 从图中可以看出, BPSK 的谱相关特征在四天线合并中能够清晰看到, 而单天线的只能分辨出最强的谱特征, 其余幅值较小的谱相关特征被噪声所淹没。图 4 给出了在不同信噪比下不同的天线个数载频和码元速率估计的归一化均方误差。从图中可以看出随着接收天线的增加, 归一化均方误差逐渐减小。

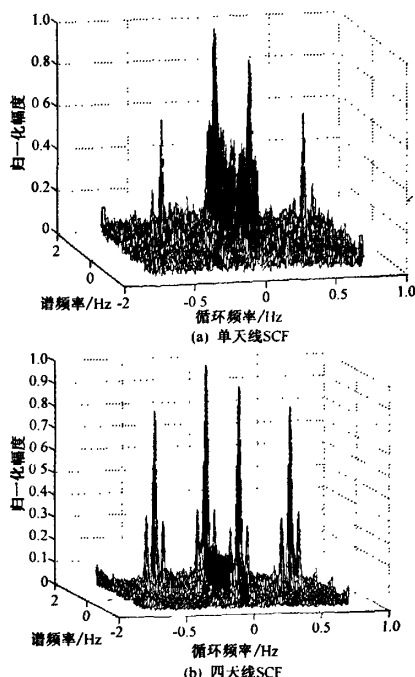


图 3 单天线 SCF 与多天线 SCF 比较

Fig. 3 Single-antenna SCF compared with the multi-antenna SCF

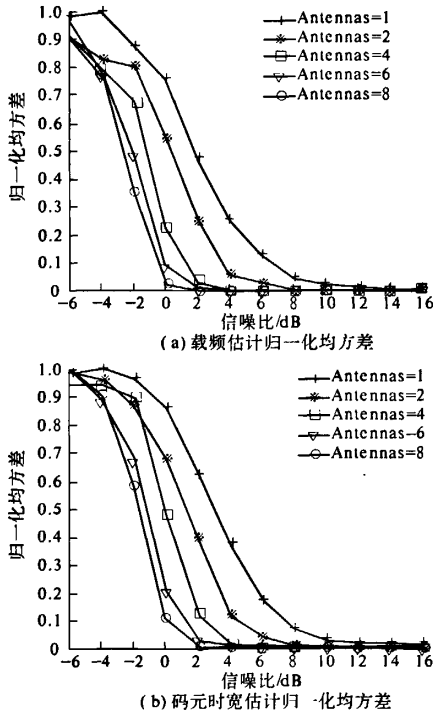


图4 载频与码元时宽估计均方差

Fig. 4 The estimation mean square error of the carrier frequency and code width

5 结论

笔者提出了一种基于 SIMO 的循环平稳特性的多天线合并参数估计方法,该方法利用多天线提供的空间分集提高参数估计性能。分析了多径条件下多天线合并信号的循环平稳特性,利用信号的循环平稳特性,在没有伪随机码序列和参数先

验信息的情况下对信号的载频和码元时宽进行估计,并针对不同的接收天线个数对参数估计性能进行了仿真,结果验证随着接收天线个数的增加,估计误差逐渐减小,提高了参数估计的准确性,对低截获雷达和通信信号的检测与估计具有广阔的应用前景。

参考文献:

- [1] GINI F, GIANNAKIS G B. Frequency offset and timing estimation in slowly-varying fading channels: A cyclostationary approach [J]. IEEE Trans. on COM, 1998, 46 (3): 400 - 411.
- [2] MAZZENGA F, VATALARO F. Parameter estimation in CDMA multiuser detection using cyclostationary statistics [J]. Electronics Letters, 1996 (2): 179 - 181.
- [3] CHEN C K, GARDNER W A. Signal-selective time-difference of arrival estimation for passive location of man-made signal sources in highly corruptive environments, Part II: Algorithm and performance [J]. IEEE Trans. on S P, 1992, 40 (5): 1185 - 1197.
- [4] GARDNER W A, SPOONER C M. Detection and source location of weak cyclostationary signals: simplification of the maximum-likelihood receiver [J]. IEEE Trans, 1993, 41 (6): 905 - 916.
- [5] 黄春琳,柳征. 基于循环谱包络的扩谱直序信号的码片时宽、载频、幅度估计 [J]. 电子学报, 2002, 30 (9): 1353 - 1356.
- [6] 史建锋,王可人. 基于循环谱包络的多径直扩信号参数估计 [J]. 系统工程与电子技术, 2008, 30 (8): 1427 - 1430.
- [7] GARDNER W A. Measurement of spectral correlation [J]. IEEE Trans, 1986, ASSP - 34 (5): 1111 - 1123.
- [8] 陈星. 感知无线电物理层关键技术研究 [D]. 北京邮电大学信息工程学院, 2008: 54 - 78.

A Novel Cyclostationarity-Based Parameters Estimation of Direct-Spread Signal in Multi-Antenna System

MU Xiao - min, ZHAO Hai - feng, YANG Shou - yi

(School of Information Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China)

Abstract: A multi-antenna parameter estimation based on cyclostationary characters is proposed to improve the estimation performance. We analyze the cyclostationary of the combined the DSSS signal and estimate the carrier frequency and chip width. The simulation results show that the method can take full advantage of multi-antenna spatial diversity provided to improve the performance of parameter estimation.

Key words: cyclostationary; SIMO; spatial diversity; parameter estimation