

CCSK信号的扩频序列估计

牟青, 魏平

(电子科技大学电子工程学院 成都 611731)

【摘要】提出了一种新的基于拟自相关矩阵的循环码移键控(CCSK)扩频序列估计算法。扩频序列估计被表示成拟自相关矩阵的0范数最小化问题,也等价于一个0范数意义下秩-1逼近。一种非迭代的算法用于求解该优化问题,它利用整个拟自相关矩阵纠正由于噪声造成的错误元素。得到数据符号的估计之后将对应的数据符号波形进行循环移位以便使其具有相同的相位,再通过累加平均得到扩频码估计。仿真结果表明,该方法明显好于传统算法,特别适合在低信噪比下工作。

关键词 循环码移键控; 联合战术信息分发系统; 0范数最小化; 扩频码估计

中图分类号 TN975

文献标识码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2011.04.004

Spreading Sequence Estimation of CCSK Signals

MOU Qing and WEI Ping

(School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 611731)

Abstract A novel spreading sequence estimation based on autocorrelation-like matrix for (CCSK) signals is proposed. The estimation problem is represented as the minimization of norm 0 for the autocorrelation-like matrix, which is also equivalent to the one of rank-1 approximation in the sense of norm 0. A non-iterative algorithm is proposed for the optimization problem, which exploits whole autocorrelation-like matrix to correct wrong elements of the matrix by noise. Based on the estimated symbol bits, the received symbol waveforms are circle-shifted so that they have the same phase, and then these circle-shifted symbol waveforms are averaged to obtain the estimation of the spreading sequence. Simulations results show proposed method has significant performance improvement than traditional method, and it is effective especially under low signal-noise-rate (SNR) scenarios.

Key words CCSK; JTIDS; norm 0 minimization; spreading sequence estimation

CCSK是一种多进制扩频体制,它选用一个具有良好自相关特性的序列作为扩频码序列,并利用及其循环移位的序列表示不同的数据位,为实现低复杂度的匹配接收机提供了很大方便。CCSK以其在美军Link-16通信终端的联合战术信息分发系统(JTIDS)的成功应用而备受关注。JTIDS实质上是一个混合跳时跳频直扩系统,它的每个符号位采用了CCSK调制^[1]。由于JTIDS采取了多种反截获手段,对它的侦察面临不少困难,而且这方面的公开研究很少^[2-3];此外,对JTIDS的干扰也是电子对抗中感兴趣的内容^[4-5]。

估计CCSK信号的扩频序列是截获JTIDS的重要准备步骤。与通常的直扩信号的扩频码估计不同,一方面,由于CCSK信号的伪码序列并不是去调制符号序列^[6],因此传统的基于数据相关矩阵的子空间方法^[7-10]不再适用;另一方面,尽管CCSK是一种非

严格正交的多进制扩频信号,理论上也可采用多进制正交扩频信号的扩频码估计方法(如文献[11]),但由于无法利用CCSK特殊的循环移位结构而损失了性能。文献[12]利用扩频序列的自相关特性,以某一个数据符号波形为准,将其他数据符号的波形进行循环移位与之对齐,然后通过累加求平均得到扩频码估计。在低噪声下,选取作为基准的数据符号波形被噪声干扰,因而影响对齐的效果。同时,由于该方法没有指出如何选取基准波形,使得该方法随意性较大。

本文采取一种新的思路,即不再以单独的数据符号波形为基准。首先构造一个拟自相关矩阵,它的元素为对齐相应符号波形的偏移量,扩频码估计转化成为对拟自相关矩阵在0范数意义下的最小化问题,并可映射成为用一个秩-1对称矩阵逼近的问题。一种非迭代的方法用以解决该优化问题并得到

所有数据符号波形的最佳偏移量, 然后通过累加平均得到扩频码估计。和文献[12]相比, 该方法由于不再依赖选择特定的基准数据符号波形, 能够在低信噪比下获得满意的性能。同时, 由于本文首次将CCSK信号扩频码估计问题和0范数稀疏表示联系起来, 为进一步深入理解和研究该问题带来了方便。

1 信号模型

假定CCSK信号已经过下变频和同步, 其码片速率采样后的离散基带模型为 $L \times M$ 维矩阵 \mathbf{Y} , 其第 m 列可表示为:

$$\mathbf{Y}_m = \sqrt{E_s} \mathbf{P}^{d_m} \mathbf{c} + \mathbf{W}_m \quad (1)$$

其中单位循环移位矩阵为:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & 1 \\ 1 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中, d_m 为第 m 个 L 进制数据符号, 取值为0、1、 \cdots 、 $L-1$; \mathbf{c} 为 $L \times 1$ 维向量, 表示长度 L 的扩频码序列; E_s 为接收到的信号功率; \mathbf{W} 为 $L \times M$ 维高斯白噪声矩阵, 每个元素的方差为 σ^2 。定义信噪比 $\rho = \frac{E_s}{\sigma^2}$ 。

2 扩频序列估计

2.1 数据的拟自相关矩阵

由于CCSK信号利用了循环移位作为调制方式, 因此传统意义上的数据自相关矩阵不再适用。本文以估计拟自相关矩阵 $\mathbf{R} = E\{\hat{\mathbf{R}}\}$ 代替。 $\hat{\mathbf{R}}$ 定义为 $M \times M$ 维矩阵, 且:

$$\hat{\mathbf{R}}_{m_1, m_2} = \begin{cases} \arg \max_{k=0,1,\dots,L-1} \mathbf{Y}_{m_1}^T \mathbf{P}^k \mathbf{Y}_{m_2} & i \neq j \\ 0 & i = j \end{cases} \quad (3)$$

式中, \mathbf{Y}_i 为 \mathbf{Y} 的第 i 列。由于 \mathbf{c} 的循环移位自相关函数在零点处非常尖锐, 有:

$$\mathbf{R}_{m_1, m_2} = \text{mod}(\mathbf{d}_{m_2} - \mathbf{d}_{m_1}, L) \quad (4)$$

式中, $\text{mod}(m, n)$ 为对 m 作模- n 运算。 \mathbf{R} 并不是自相关矩阵, 但是如果定义下列映射:

$$f(x) = \exp\left(\frac{j2\pi x}{L}\right) \quad (5)$$

由式(4)易知自相关矩阵:

$$\underline{\mathbf{R}} = f(\mathbf{R}) = f(\mathbf{d}) f^H(\mathbf{d}) \quad (6)$$

因此如果将式(4)和式(6)分别定义为作用在 $A = \{0, 1, \dots, L-1\}^M$ 上的运算符, 则 f 是式(4)~式(6)

的同态映射。由于式(6)定义了自相关矩阵, 因此本文把 \mathbf{R} 称作拟自相关矩阵。在噪声存在时, 该同态映射关系可能受到扰动而不成立。在给定的误差度量准则下对 $\underline{\mathbf{R}}$ 的逼近将提供 $f(\mathbf{d})$ 的估计, 进而得到 \mathbf{c} 的估计。

2.2 0范数最小化优化模型

考虑下列优化问题:

$$f(\mathbf{d}) = \min_{s \in f(A)} \|\hat{\mathbf{R}} - \mathbf{s} \mathbf{s}^H\|_0 \quad (7)$$

式中, $\|\cdot\|_0$ 为0范数; $\hat{\mathbf{R}} = f(\hat{\mathbf{R}})$ 。显然, 当 $\hat{\mathbf{R}} = \underline{\mathbf{R}}$ 时, 当且仅当 $\mathbf{s} = f(\mathbf{d}) \mathbf{e}^{j\varphi}$, φ 为相位模糊, 目标函数有最小值0。式(7)可视为在0范数意义下 $\hat{\mathbf{R}}$ 的秩-1表示。另一方面, 由于 \mathbf{R} 与 $\underline{\mathbf{R}}$ 的同态性, 式(7)优化问题等价于:

$$\hat{\mathbf{b}} = \min_{b \in A} \sum_{m=1}^M \|\text{mod}(\hat{\mathbf{R}}_m - \mathbf{b} + \mathbf{b}_m, L)\|_0 \quad (8)$$

当 $\hat{\mathbf{R}} = \underline{\mathbf{R}}$, 当且仅当 $\text{mod}(\hat{\mathbf{b}} - \hat{\mathbf{b}}_1, L) = \text{mod}(\mathbf{d} - \mathbf{d}_1, L)$ 时, 式(8)的目标函数为0, 此时 $\hat{\mathbf{b}} = \mathbf{d} - \mathbf{d}_0$, \mathbf{d}_0 为某个常数, 等价式(7)中的相位模糊。

采用Frobenious范数作为逼近问题的误差度量适用于高斯噪声场合, 此外其在数学上易于处理, 因此是非常常见的。但是本文不得不选用0范数, 这是因为 $\hat{\mathbf{R}}$ 的噪声不再是高斯噪声。当 \mathbf{c} 的循环自相关函数为冲击函数时, $\hat{\mathbf{R}}$ 的噪声在模- L 意义上服从 $[1, L-1]$ 的均匀分布。因此, 如果 $\hat{\mathbf{R}}$ 中的元素偏离真实值后就不再携带有效信息, 所以0范数适合该问题的误差度量准则。

由于式(7)是带约束的0范数最小化问题, 具有高度的非凸性, 精确求解是一个NP问题。常见的做法是把0范数替代为1范数, 然后获得松弛解。由于目前还缺少复数域优化结果, 本文将转而考虑式(8)的优化。文献[12]给出了一种简单解法, 即只计算出 $\hat{\mathbf{R}}_1$ 。在没有噪声的情况下, 由式(4)可得 $\mathbf{R}_1 = \text{mod}(\mathbf{d} - \mathbf{d}_1, L)$, 又由式(8)可得 $\text{mod}(\hat{\mathbf{b}} - \hat{\mathbf{b}}_1, L) = \mathbf{R}_1$ 。但是在噪声存在时, 从式(8)可以看到该做法没有考虑 $\hat{\mathbf{R}}$ 的其他列, 损失了估计性能。特别是在信噪比较低时, $\hat{\mathbf{R}}$ 中发生估计错误的元素逐渐增加, 使估计性能严重下降。

为了提高在低信噪比下的估计性能, 一种启发式的想法是尽量利用 $\hat{\mathbf{R}}$ 中的所有信息来修正错误的元素。在没有噪声时, $\forall m_1, m_2 \in [1, 2, \dots, M]$, $\mathbf{R}_{m_1} - \mathbf{R}_{m_2} = \mathbf{d}_{m_2} - \mathbf{d}_{m_1}$, 因此, 在存在噪声时可以比较 $\hat{\mathbf{R}}$ 中第 m_1 和 m_2 列在模 L 意义上的差作为

$d_{m_2} - d_{m_1}$ 的估计, 相比文献[12]中直接取 $\hat{\mathbf{R}}$ 中第一列作为 $\mathbf{d} - \mathbf{d}_1$ 的估计, 列差 $\hat{\mathbf{R}}_{m_1} - \hat{\mathbf{R}}_{m_2}$ 由于来自 M 个值, 选取其中合适的值, 可以抑制两列中可能的少数错误元素对列差的影响。逐次比较各列得到的列差可以重构 $\hat{\mathbf{R}}$, 记为 $\hat{\mathbf{R}}^{(1)}$, $\hat{\mathbf{R}}^{(1)}$ 的错误元素将在概率意义下减小。然后选取使式(8)的目标函数最小的列作为 $\hat{\mathbf{b}}$ 。本文提出的算法总结如下:

1) 按照式(3)构造拟自相关矩阵的估计 $\hat{\mathbf{R}}$ 。

2) 计算 $\text{mod}(\hat{\mathbf{R}}_{m_1} - \hat{\mathbf{R}}_{m_2}, L)$, 将得到的 M 个值按照出现的次数排序, 选取次数最多的作为列差, 记为 $\hat{\mathbf{R}}^{(1)}$, $\hat{\mathbf{R}}^{(1)}$ 的第 (m_1, m_2) 个元素为 $\hat{\mathbf{R}}_{m_1, m_2}^{(1)}$, 依次计算出整个 $\hat{\mathbf{R}}^{(1)}$ 。

3) 计算 $\hat{k} = \min_k \sum_{m=1}^M \left\| \text{mod}(\hat{\mathbf{R}}_m - \hat{\mathbf{R}}_k^{(1)} + \hat{\mathbf{R}}_{m, k}^{(1)}, L) \right\|_0$,

$$\text{扩频码的估计 } \hat{\mathbf{c}} = \sum_{m=1}^M \frac{\mathbf{P}^{\hat{\mathbf{R}}_{m, \hat{k}}} \mathbf{Y}_m}{M}.$$

从步骤2)可以看到, 原则上可以在步骤2)后用 $\hat{\mathbf{R}}^{(1)}$ 代替 $\hat{\mathbf{R}}$, 然后重复计算步骤2), 这样通过 $\hat{\mathbf{R}}$ 的多次更新以便获得更好的估计; 同时也可在步骤3)完成后, 用估计后的扩频码作为基准波形重新计算 $\hat{\mathbf{R}}$, 即 $\hat{\mathbf{R}}_{m_1, m_2} = \arg \max_{k=0, 1, \dots, L-1} \mathbf{Y}_{m_1}^T \mathbf{P}^k \hat{\mathbf{c}}$, 并迭代运行步骤2)~步骤3)。经验表明, 虽然上述两种迭代方式都可以进一步改善性能, 但改善有限, 并增加了计算复杂度, 所以本文不再予以考虑。

3 仿真结果

为展示本文所提出算法的有效性, 并与文献[12]所提出的方法进行比较, 进行以下仿真实验。设 L 分别取8和32, 扩频码序列为随机任意选定的 M 序列, 该序列由一个7和31位的 m 序列加上一位扩展而成。数据符号序列按照独立同分布等概率产生。仿真中每点均由100次仿真平均实现。

图1和图2分别为 $L=8$ 和 $L=32$ 时, 不同信噪比下序列估计的归一化均方误差为:

$$\text{NMSE} = 1 - \left(\frac{\hat{\mathbf{c}}^T \mathbf{c}}{\|\hat{\mathbf{c}}\| \|\mathbf{c}\|} \right)^2 \quad (9)$$

式中, $\|\cdot\|$ 为Frobenius范数。在仿真中, M 分别取为50和100。

图1和图2都表明, 本文方法明显好于文献[12]的方法, 特别是在信噪比较低时, 这是因为本文算法能够有效地抑制拟自相关矩阵元素中可能出现的

错误; 同时, 估计误差随着 M 的增大或信噪比的增加而减小。在 $M=100$ 时相对于 $M=50$ 时的性能改善比文献[12]中的方法要明显大一些, 这表示所提出的方法在 M 越大时越能修正拟自相关矩阵中的错误元素。比较图1和图2可以看到, $L=32$ 时比 $L=8$ 时估计误差会变大, 这是因为待估计参数的维数提高会增加估计的困难。

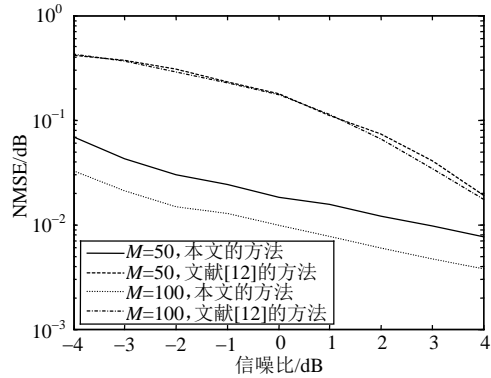


图1 $L=8$ 时本文方法与传统方法的性能比较

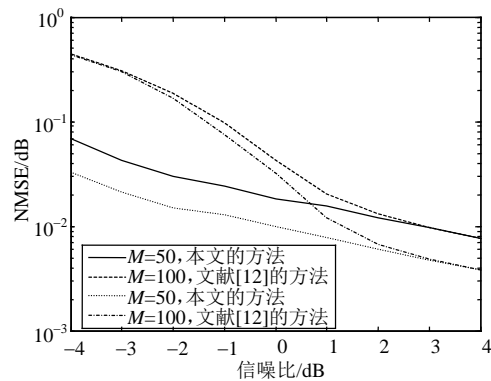


图2 $L=32$ 时本文方法与传统方法的性能比较

4 结论

本文提出了一种基于拟自相关矩阵的CCSK扩频码估计算法。考虑到在噪声影响下, 拟自相关矩阵中部分元素会发生错误估计, 利用拟自相关矩阵中的列差抑制错误元素的影响并更新拟自相关矩阵; 然后由拟自相关矩阵对接受数据矩阵各列进行循环移位累加以得到扩频码估计。仿真表明, 所提出的算法性能明显好于传统算法, 特别适合在低信噪比下工作。

参 考 文 献

[1] KAO C H, ROBERSON C, LIN K. Performance analysis and simulation of cyclic code-shift keying[C]//Military Communications Conference 2008. San Diego: IEEE, 2008: 1-6.

- [2] 王磊, 杨建波, 李彦志. JTIDS信号检测技术研究[J]. 通信对抗, 2008, (1): 30-34.
WANG Lei, YANG Jian-bo, LI Yan-zhi. Research on detection technology of JTIDS signals[J]. Communication Countermeasures, 2008, (1): 30-34.
- [3] 郭细平. 一种JTIDS信号测向新方法[J]. 通信对抗, 2008, (2): 19-21.
GUO Xi-ping. A new direction finding method for JTIDS signals[J]. Communication Countermeasures, 2008, (2): 19-21.
- [4] 田田, 刘青, 张洪顺, 等. UWB对JTIDS二类机的干扰研究[J]. 舰船电子对抗, 2008, 31(6): 30-33.
TIAN Tian, LIU Qing, ZHANG Hong-shun, et al. Research on the interference of UWB to JTIDS class 2 terminal[J]. Shipboard Electronic Countermeasure, 2008, 31(6): 30-33.
- [5] 张欣, 杨绍全. JTIDS系统的干扰研究[J]. 航天电子对抗, 2004, 15(3): 53-57.
ZHANG Xin, YANG Shao-quan. Research on the interference of JTIDS system[J]. Aerospace Electronic Warfare, 2004, 15(3): 53-57.
- [6] 杜广超, 杜红兵, 孙明峰. DSSS编码和CCSK编码的比较研究[J]. 通信对抗, 2009, (1): 51-54.
DU Guang-chao, DU Hong-bing, SUN Ming-feng. Comparative study of DSSS and CCSK coding[J]. Communication Countermeasures, 2009, (1): 51-54.
- [7] TSATSANIS M K, GIANNAKIS G B. Blind estimation of direct sequence spread spectrum signals in multipath[J]. IEEE Trans Signal Process, 1997, 45(5): 1241-1252.
- [8] BOUDER C, AZOU S, BUREL G. Performance analysis of a spreading sequence estimator for spread spectrum transmissions[J]. J Franklin Inst, 2004, 341(7): 595-614.
- [9] AGEE B G, KLEINMAN R J, REED J H. Soft synchronization of direct sequence spread spectrum signals[J]. IEEE Trans Comm, 1996, 44(11): 1527-1536.
- [10] QUI P Y, HUANG Z T, JIANG W L, et al. Improved blind-spreading sequence estimation algorithm for direct sequence spread spectrum signals[J]. IET Signal Process, 2008, 2(2): 139-146.
- [11] 王航, 郭静波, 王赞基. 基于聚类的软扩频信号盲解扩方法[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(2): 422-425.
WANG Hang, GUO Jing-bo, WANG Zan-ji. Clustering based blind despread method of tamed direct sequence spread spectrum signals[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2009, 31(2): 422-425.
- [12] 周佳晶, 唐友喜. JTIDS扩频序列的估计[J]. 电子科技大学学报, 2007, 36(5): 1054-1056.
ZHOU Jia-jing, TANG You-xi. Spread spectrum sequence estimation for JTIDS[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2007, 36(5): 1054-1056.

编辑 税红