

基于盲辨识和盲均衡的直扩信号伪码估计方法^{*}

韦永朋^{1,2}, 刘洛琨¹, 张 剑¹, 郭 虹¹

(1. 解放军信息工程大学 信息工程学院, 郑州 450002; 2. 75791 部队, 广西 桂林 541006)

摘 要: 为了解决多径信道下直接序列扩频信号的伪码盲估计问题,在直扩信号等效联合信道模型的基础上,提出一种信道盲辨识与数据重用盲均衡相结合的伪码盲估计方法。该方法利用信道盲辨识方法估计得到等效联合信道,通过数据重用盲均衡进一步估计出伪码。理论分析与仿真验证表明,该方法在低信噪比条件下仍然可实现对多径直扩信号伪码序列的准确盲估计,并且对于 m、Gold、M 序列等不同伪码具有广泛适应性。

关键词: 盲辨识; 盲均衡; 数据重用; 多径信道; 伪码盲估计

中图分类号: TN97; TP393 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-3695(2012)11-4069-04

doi: 10.3969/j.issn.1001-3695.2012.11.017

Approach to blind estimation of PN sequence for DSSS signal based on blind identification and blind equalization

WEI Yong-peng^{1,2}, LIU Luo-kun¹, ZHANG Jian¹, GUO Hong¹

(1. College of Information Engineering, PLA Information Engineering University, Zhengzhou 450002, China; 2. Unit 75791, Guilin Guangxi 541006, China)

Abstract: In order to solve the problem of blindly estimation of pseudo random (PN) sequence for direct sequence spread spectrum (DSSS) signal in multipath channel, on the basis of equivalent combined impulse response of the channel model, this paper proposed a blind estimation algorithm combined blind channel identification and data-reusing blind equalization. This method estimated the equivalent combined impulse response of the channel using blind identification, it estimated the PN sequence using data-reusing blind equalization. Theoretical analysis and simulation results prove that the proposed algorithm can realize accurate blind estimation of PN sequence in multipath channel and low SNR, and show extensive adaptability to a variety of PN sequence including m sequence, Gold sequence and M sequence.

Key words: blind identification; blind equalization; data-reusing; multipath channel; blind estimation of PN sequence

0 引言

伪码是直接序列扩频通信信号的重要参数。开展伪码盲估计技术研究是信息安全监测的关键技术之一,因此具有重要的现实意义和应用价值。国内外研究者针对伪码盲估计问题进行了一系列研究,文献[1]将梅西(Massey)算法应用于伪码盲估计,通过对线性移位寄存器的分析得到其反馈逻辑,但在低信噪比条件下算法性能较差。文献[2]提出一种基于采样信号自相关矩阵特征值分解的伪码盲估计方法,具有较强的抗噪声性能,但算法复杂度较高。随后相关研究者提出了基于神经网络^[3]和基于子空间追踪^[4]的伪码估计算法,但这些算法的本质是寻找一种特征值分解的快速算法以降低运算复杂度,并没有解决多径信道下的伪码估计问题。在实际情况下,信道的多径效应是一个不可回避的问题。在单用户多径信道下,文献[5]提出先对接收信号进行盲均衡或盲辨识以消除多径信道的影响,然后再利用基于自相关矩阵特征值分解的方法进行伪码估计。但是由于需要对信号直接进行盲均衡或盲辨识,所需信噪比较高。文献[6]提出了等效联合信道,通过借鉴信道盲辨识的思想实现了等效联合信道的盲估计,进而可以直接得

到信息序列的估计,但是文献并没有估计出伪码。在此基础上,文献[7]利用 m 序列的三阶相关特性实现了伪码为 m 序列的伪码盲估计。在多用户多径信道下,文献[8]提出了一种基于盲源分离的 DS/CDMA 信号伪码估计算法,但是要求必须为同步系统;文献[9]提出了一种异步 DS/CDMA 系统伪码盲估计算法;文献[10]对其性能进行了进一步分析,但是由于用到了 m 序列的三阶相关特性,该算法仍然只能解决伪码为 m 序列时的伪码盲估计问题。在实际的直扩通信中,除了 m 序列,还存在 Gold 码、M 序列等其他伪码,而且应用更加广泛,目前尚未发现论述伪码不为 m 序列时的多径信道直扩信号伪码盲估计的相关文献。

本文在文献[6,7]的基础上,提出了一种信道盲辨识和数据重用盲均衡的多径直扩信号伪码盲估计算法。与文献[7]不同的是,该算法不依赖于伪码的类型,具有更广泛的适用性。算法的思想是:伪码和多径信道的卷积视为系统的等效联合信道,等价为一个周期的伪码经过平稳多径信道的输出,而等效联合信道可以借助信道盲辨识的研究成果辨识出来,如果把这一个周期的伪码看做一段 BPSK 调制的发送序列,则等效联合信道就是该发送序列经过多径信道的输出;如果能够找到一种

收稿日期: 2012-02-23; **修回日期:** 2012-05-07 **基金项目:** 国家高技术研究发展计划资助项目(2009AA011205)

作者简介: 韦永朋(1986-),男,河南漯河人,硕士,主要研究方向为直扩信号参数盲估计(wei_yongpeng2008@163.com);刘洛琨(1963-),男,河南洛阳人,教授,硕士,博士,主要研究方向为宽带无线通信;张剑(1973-),男,副教授,博士,主要研究方向为通信与信号处理;郭虹(1975-),女,讲师,博士,主要研究方向为数字信号处理。

在较短数据(几十个符号级)下实现 BPSK 信号盲均衡的方法,就能正确估计出伪码序列。经过分析研究,本文采用基于数据重用的盲均衡算法来实现伪码的估计,盲均衡算法选择文献[11]提出的 BPSK-DD 算法。

1 等效联合信道模型

本文研究的是平稳多径信道,多径时延和增益都是固定的,发送的基带信号可表示为

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} w(k)c(t-kT_N) \quad (1)$$

其中: $w(k)$ 是信息码序列;码片长度为 T_N ; $c(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} c_j G(t-jT_c)$ 为伪码波形, $c_j \in \{-1, 1\}$ 为伪码序列,码片长度为 T_c , $G(t)$ 为一矩形脉冲;伪码周期 $T_N = PT_c$, P 是伪码的位数。当以周期 T_c 进行采样,相当于对信息码序列进行过采样,过采样因子为 P ,可得到发送信号的离散形式为

$$s(k) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} w(m)c(k-mP) \quad (2)$$

则接收到的基带信号为

$$y(t) = s(t) \times g(t) + n(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s(k)g(t-kT_c) + n(t) \quad (3)$$

其中: $g(t) = \sum_{l=1}^L a_l \delta(t-\tau_l)$ 是多径信道的冲激响应, L 为多径个数, a_l 和 τ_l 分别表示第 l 条径的增益和延迟,此处为简化问题模型,假设每条径的延迟均为伪码码片长度的整数倍,即 $\tau_l = d_l T_c$; $n(t)$ 为高斯噪声。若以周期 T_c 对 $y(t)$ 进行采样,可得接收信号的离散形式为

$$y(k) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} s(m)g(k-m) + n(k) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} w(m)h(k-mP) + n(k) \quad (4)$$

$$h(k) \triangleq \sum_{m=0}^{P-1} c(m)g(k-m) \quad (5)$$

$$g(k) \triangleq \sum_{l=1}^L a_l \delta(k-d_l) \quad (6)$$

其中: $h(k)$ 是伪码和多径信道的卷积,本文称之为等效联合信道; $g(k)$ 是 $g(t)$ 以周期 T_c 采样的离散形式。若定义 $y^{(i)}(k) = y(kP+i)$, $0 \leq i \leq P-1$,则通过采样可得 P 个采样序列, $y^{(i)}(k)$ 可以看做是第 i 个子信道的输出序列:

$$y^{(i)}(k) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} w(m)h(kP+i-mP) + n(kP+i) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} w(m)h^{(i)}(k-m) + n^{(i)}(k) \quad (7)$$

由式(7)可知, $y^{(i)}(k)$ 的取值与第 i 个子信道的离散时间向量冲激响应 h_i 有关,定义:

$$h_i = [h^{(i)}(0), h^{(i)}(1), \dots, h^{(i)}(M)]^T = [h(i), h(P+i), \dots, h(MP+i)]^T \quad (8)$$

其中: M 为子信道的阶数。

将连续 N 个采样序列 $y^{(i)}(k)$ 叠放在一起,组成向量形式:

$$y^{(i)}(k) = [y^{(i)}(k), \dots, y^{(i)}(k-N+1)]^T \quad (9)$$

根据式(7)可得如下关系式:

$$y^{(i)}(k) = H_N^{(i)} w + n^{(i)}(k) \quad (10)$$

其中: $w = [w(k), \dots, w(k-N-M+1)]^T$, $n^{(i)}(k) = [n^{(i)}(k), \dots, n^{(i)}(k-N+1)]^T$, 矩阵 $H_N^{(i)}$ 是一个 $N \times (M+N)$ 的 Toeplitz 矩阵,定义为

$$H_N^{(i)} = \begin{bmatrix} h_0^{(i)} & h_1^{(i)} & \dots & h_M^{(i)} & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & h_0^{(i)} & h_1^{(i)} & \dots & h_M^{(i)} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots \\ 0 & \dots & \dots & 0 & h_0^{(i)} & h_1^{(i)} & \dots & h_M^{(i)} \end{bmatrix} \quad (11)$$

假定系统有 P 个子信道,则进一步可得

$$\begin{bmatrix} y^{(0)}(k) \\ y^{(1)}(k) \\ \vdots \\ y^{(P-1)}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_N^{(0)} \\ H_N^{(1)} \\ \vdots \\ H_N^{(P-1)} \end{bmatrix} w + \begin{bmatrix} n^{(0)}(k) \\ n^{(1)}(k) \\ \vdots \\ n^{(P-1)}(k) \end{bmatrix} \quad (12)$$

2 算法原理

2.1 利用子空间算法辨识等效联合信道

根据第1章分析,得到了多径直扩信号的等效联合信道模型。分析可知,该模型与基于过采样得到的 SIMO 信道模型^[12]是一致的,故可以利用文献[12]提出的子空间法对该等效联合信道进行盲辨识。

根据式(12),若定义 $PN \times 1$ 维的向量 $y_N(k) = [y^{(0)T}(k), y^{(1)T}(k), \dots, y^{(P-1)T}(k)]^T$ 和 $n_N(k) = [n^{(0)T}(k), n^{(1)T}(k), \dots, n^{(P-1)T}(k)]^T$,则上式可进一步写为

$$y_N(k) = H_N w + n_N(k) \quad (13)$$

其中: $H_N = [H_N^{(0)T}, H_N^{(1)T}, \dots, H_N^{(P-1)T}]^T$ 是一个 $PN \times (M+N)$ 维的 Sylvester 矩阵。

定义 $y_N(k)$ 的协方差矩阵为 $R_{yy} = E\{y_N(k)y_N^H(k)\}$,根据信息序列 $w(k)$ 和噪声 $n(k)$ 相互独立的假设,可得

$$R_{yy} = H_N R_{ww} H_N^H + \sigma_n^2 I \quad (14)$$

其中: $R_{ww} = E\{w(k)w^H(k)\}$ 是发送信息序列的协方差矩阵,维数为 $(M+N) \times (M+N)$,且 R_{ww} 是满秩的。

盲辨识的目的就是要辨识出传输矩阵 H_N ,子空间算法的一个假设条件是 H_N 列满秩。由文献[12]的定理1可知, H_N 是列满秩的。

由于 R_{ww} 满秩, H_N 列满秩,所以 $\text{rank}(H_N R_{ww} H_N^H) = M+N$ 。令 R_{yy} 的特征值为 $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_{PN}$,则有

$$\begin{aligned} \lambda_i &> \sigma_n^2 & i &= 1, 2, \dots, M+N \\ \lambda_i &= \sigma_n^2 & i &= M+N+1, \dots, PN \end{aligned} \quad (15)$$

$$R_{yy} = U_S \text{diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_{M+N}) U_S^H + \sigma_n^2 U_N U_N^H \quad (16)$$

其中: $U_S = (u_{PN-M-N}, u_{PN-M-N+1}, \dots, u_{PN-1})$ 由较大特征值 $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{M+N}$ 对应的特征向量组成,称为信号子空间; $U_N = (u_0, u_1, \dots, u_{PN-M-N-1})$ 由剩余的较小特征值 $\lambda_{M+N+1}, \lambda_{M+N+2}, \dots, \lambda_{PN}$ 对应的特征向量组成,称为噪声子空间。由特征向量之间的关系可知信号子空间和噪声子空间互为正交补空间,而且 H_N 的列张成的空间同样是信号子空间,所以 H_N 的列向量与 U_N 的列向量之间也存在正交关系:

$$u_j^H H_N = 0 \quad 0 \leq j < PN-M-N-1 \quad (17)$$

文献[12]证明,在满足 $N \geq M$ 时,噪声子空间在最多相差一个常数因子的条件下唯一地确定信道冲激响应系数 h 。

在实际情况下,只有噪声特征向量的样本估计 $\hat{u}_j$ 可以利用。利用线性最小均方误差估计准则,定义二次型代价函数:

$$q(h) = \sum_{j=0}^{PN-M-N-1} \|\hat{u}_j^H H_N\|^2 \quad (18)$$

由式(18)可知,只有 H_N 才能使这个代价函数取得最小

值。记 $\hat{u}_j = [\hat{g}_0^{(0)} \cdots \hat{g}_{N-1}^{(0)} \cdots \hat{g}_0^{(P-1)} \cdots \hat{g}_{N-1}^{(P-1)}]$, 由文献[12]可得

$$\hat{u}_j^H H_N = h^H \hat{U}_j \quad (19)$$

其中: $\hat{U}_j$ 是由 $\hat{u}_j$ 的元素构造的 $P(M+1) \times (M+N)$ 维 Sylvester 矩阵, 构造方法如下:

$$\hat{U}_j = [\hat{U}_j^{(0)H}, \dots, \hat{U}_j^{(P-1)H}]^H \quad (20)$$

其中: $\hat{U}_j^{(i)}$ 是 $(M+1) \times (M+N)$ 维的 Toeplitz 矩阵, 定义为

$$\hat{U}_j^{(i)} = \begin{bmatrix} \hat{g}_0^{(i)} & \hat{g}_1^{(i)} & \cdots & \hat{g}_{N-1}^{(i)} & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & \hat{g}_0^{(i)} & \hat{g}_1^{(i)} & \cdots & \hat{g}_{N-1}^{(i)} & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & \hat{g}_0^{(i)} & \hat{g}_1^{(i)} & \cdots & \hat{g}_{N-1}^{(i)} \end{bmatrix} \quad (21)$$

所以, 式(18)的范数可表示为

$$\|\hat{u}_j^H H_N\|^2 = \hat{u}_j^H H_N H_N^H \hat{u}_j = h^H \hat{U}_j \hat{U}_j^H h \quad (22)$$

则二次型代价函数可进一步写成

$$q(h) = h^H Q h, \text{ 其中 } Q = \sum_{i=0}^{PN-M-N-1} \hat{U}_i \hat{U}_i^H \quad (23)$$

在适当的约束条件下, 使该二次型代价函数最小化, 可求得信道的估计值 $\hat{h}$ 。本文的约束条件是恒模条件, 即 $\|\hat{h}\| = 1$ 。通过计算可知, 恒模约束解就是矩阵 Q 的最小特征值所对应的特征向量。

至此, 通过上述方法, 可以在 $\|\hat{h}\| = 1$ 的条件下估计出 $P(M+1) \times 1$ 维的 $\hat{h}$, 即辨识出等效联合信道参数向量。

2.2 利用数据重用盲均衡算法估计伪码

由 2.1 节分析可以得到联合信道冲激响应的估计值, 即伪码与真实多径信道冲激响应的卷积, 可以等效为一个周期的伪码经过平稳多径信道的输出。由前文分析可知, 这一个周期的伪码可以看做是一段 BPSK 发送信号序列。如果能够在发送序列和多径信道都未知的条件下仅由较短的观测数据(几十个符号)估计出发送序列, 就能够正确估计出伪码。针对短数据的数据重用盲均衡算法为笔者提供了一个解决思路。

目前, 数据重用盲均衡的研究主要集中在 Bussgang 类盲均衡算法, 文献[13]把短数据重用的思想应用在 CMA 算法中, 仿真表明, 经过数据重用, CMA 算法仅需 60 个码元就可以实现 MPSK 信号的盲均衡, 但是该文并未对收敛的原因进行深入分析, 也未讨论算法收敛所需的码元数目下限。文献[11]从数据内容和代价函数两个方面分析了短数据重用可以用于 Bussgang 类盲均衡算法的原因, 文献[14]进一步从初始、过渡、收敛阶段对数据重用 CMA 算法收敛成因进行了深入分析。CMA 算法虽然有较少的数据量需求和较低的计算量, 但是不适用于 BPSK 信号的均衡^[11]。文献[11]研究了 Bussgang 算法与最小熵算法的关系, 认为 Bussgang 类算法是一类最小熵算法, 在此基础上提出了统一的 Bussgang 算法代价函数形式, 并据此设计了一种针对 BPSK 信号的盲均衡算法——BPSK-DD 算法。与 CMA 算法相比, BPSK-DD 算法对 BPSK 信号具有更加优良的性能, 因此本文选择 BPSK-DD 算法进行数据重用盲均衡。CMA 和 BPSK-DD 算法的性能仿真将在第 3 章给出。

BPSK-DD 算法的迭代误差计算公式为

$$e(i) = y(i) - \text{sign}(\text{real}(y(i))) \quad (24)$$

其中: $y(i)$ 为均衡滤波器的输出; $\text{sign}(\cdot)$ 为符号函数; $\text{real}(\cdot)$ 表示取实部运算。

由子空间法辨识出的等效联合信道 $\hat{h}$ 是一个 $P(M+1) \times 1$ 维的数据向量, 并不能直接用来进行盲均衡, 需要从中截取一段 $P \times 1$ 维的数据作为盲均衡的输入数据。根据上文分析, $\hat{h}$ 相当于不同增益、不同延迟伪码的叠加。由于幅度最大的径的能量也是最大的, 根据能量比较法^[9], 可以从 $\hat{h}$ 中找出幅度最大的伪码所在的 $P \times 1$ 维数据向量。求解过程如下:

令 $s(i) = \sum_{j=1}^{P-1} (\hat{h}(i+j))^2$ ($i=1, 2, \dots, P$), 则 $s(i)$ 中幅度最大的位置就是主径的起始点, 从该位置开始连续取 P 个数, 就得到一个 $P \times 1$ 维向量 $\hat{h}'$, 即为数据重用盲均衡的输入数据。

根据盲均衡算法收敛时的均衡结果即可得到伪码的估计值 $\hat{c}(k)$ 。

基于上述分析, 可以得到一种基于信道盲辨识和数据重用盲均衡的多径信道下直扩信号伪码盲估计算法:

- a) 计算接收数据的自相关矩阵 R_{yy} 。
- b) 对 R_{yy} 进行特征值分解, 得到噪声子空间向量的估计值 U_N 。
- c) 根据定理 2 构造 $\hat{U}_j$, 并按照式(23)计算出矩阵 Q 。
- d) 对矩阵 Q 进行特征值分解, 由最小特征值对应的特征向量得到等效联合信道的估计值 $\hat{h}$, 其维数是 $P(M+1) \times 1$ 。
- e) 运用能量比较法找到主径的起始点, 在此基础上得到 $P \times 1$ 维的向量 $\hat{h}'$ 。
- f) 对 $\hat{h}'$ 进行数据重用, 然后利用 BPSK-DD 算法进行盲均衡运算。
- g) 由算法收敛时的均衡结果可得到伪码的估计值 $\hat{c}(k)$ 。

3 仿真实验与性能评估

为了验证所提算法的性能, 本章通过 MATLAB 对等效联合信道盲辨识及伪码估计算法进行仿真性能分析。

3.1 等效联合信道盲辨识算法性能

实验 1 仿真条件: 伪码为 63 位的 gold 码, 观测数据长度为 400 个信息符号, 信噪比为 -5 dB, 子空间算法的参数设置为 $M=1, N=2$, 信道冲激响应是 $g(t) = 0.268(t_c) + 0.938(t - 3T_c) + 0.328(t - 5T_c)$ 。仿真结果如图 1、2 所示。图 1(a) 为 gold 码波形, (b) 为信道冲激响应, (c) 为等效联合信道冲激响应, (d) 是 -5 dB 下等效联合信道冲激响应的估计值。从仿真结果可以看出, 在 -5 dB 的信噪比下, 该方法可较好地估计出联合信道冲激响应。

图 2 是信噪比 $\text{SNR} \in [-20, 15]$ 时 200 次蒙特卡洛实验的归一化均方根误差。此处定义归一化均方根误差函数为

$$\text{NRMSE} = \frac{1}{\|\hat{h}\|} \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \|\hat{h}_i - h\|^2} \quad (25)$$

其中: $\hat{h}_i$ 为第 i 次实验的估计值; h 为真实联合信道; M 为蒙特卡洛实验次数。由图 2 可以看出, 当信噪比大于 -10 dB 时, 算法有较好的性能; 而当信噪比低于 -15 dB 时, 性能会急剧下降。通过子空间法进行等效联合信道盲辨识时, 等价于对信号进行了 63 倍的过采样, 而此时由于仍能较好地保持信号的相关性和噪声的独立性, 相当于获得了 63 倍(约 18 dB)的增益, 因此可以利用子空间法在较低的信噪比下正确辨识出等效联合信道。

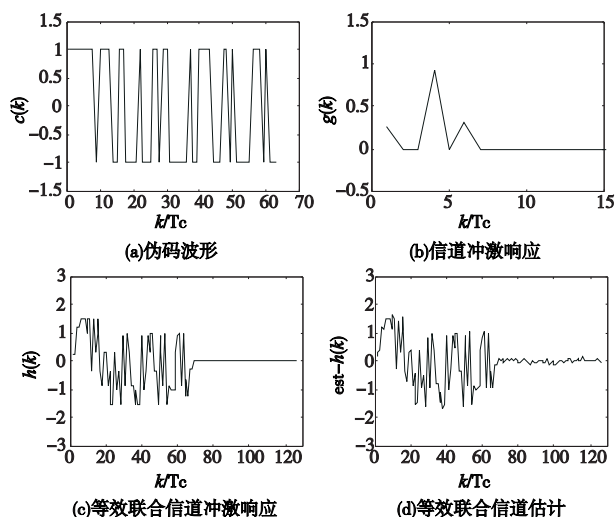


图1 伪码和多径效应

3.2 基于数据重用盲均衡的伪码估计算法性能及对比

实验2 仿真条件:伪码为63位的gold码,观测数据长度为400个信息符号,子空间算法的参数设置为 $M=1, N=2$ 。多径信道冲激响应同实验1,对辨识出的等效联合信道通过能量比较法截取一段 63×1 维的数据,通过100次重用^[11]使得数据长度为6300,并作为BPSK-DD盲均衡的输入数据,均衡器长度为13阶,初始化中心抽头系数为1,其余抽头系数为0。

图3、4是信噪比为-5 dB时对估计出的等效联合信道进行数据重用盲均衡后的剩余码间干扰(ISI)和均衡结果。由图3可知,即使观测信号的信噪比较低,但由于子空间法辨识出的等效联合信道的归一化均方根误差比较低,如果把真实联合信道看做信号,辨识出的等效联合信道看做信号和噪声的混合信号,那么可以认为此时的信噪比较高,能够满足盲均衡的要求。对比图4和图1(a)可知,经过数据重用盲均衡,完全可以正确估计出伪码序列。

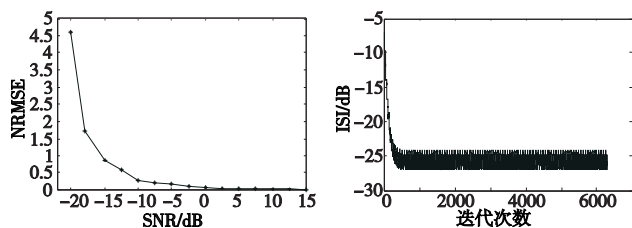


图2 不同信噪比下的NRMSE曲线 图3 等效联合信道盲均衡的ISI

图5是信噪比 $SNR \in [-20, 10]$ 时,分别采用文献[5]提出的直接盲均衡和直接盲辨识后再采用基于自相关矩阵特征值分解进行伪码估计的算法与本文所提算法的伪码估计误码率对比。

由图5可以看出,当信噪比大于4 dB时,文献[5]提出的算法尚能保持较好性能;当信噪比小于-4 dB时,其性能将会急剧恶化。本文提出的先进行等效联合信道辨识,再通过数据重用盲均衡进行伪码估计的算法性能整体较好,在信噪比大于-10 dB时,本文算法基本可以无差错地估计出伪码。

4 结束语

本文通过对直扩信号伪码盲估计算法的深入研究,提出了一种基于信道盲辨识和数据重用盲均衡的多径信道直扩信号伪码盲估计算法,即首先建立伪码和真实多径信道的等效联合信道模型,然后由子空间法辨识该等效联合信道,最后利用数

据重用盲均衡方法实现伪码的盲估计。由于没有利用伪码本身的具体特性(如m序列的三阶相关特性),因而算法性能与伪码码型无关,具有更广泛的适用性,不仅能够应用于m序列,还能够解决伪码是Gold码、M序列时的盲估计问题。仿真表明,该算法在-12 dB信噪比下的估计误码率可以控制在3%以下,具有较好的性能。但是该算法在分析中假设信道是平稳多径信道,如果信道为非平稳多径信道,算法将会面临失效。非平稳多径信道条件下的伪码盲估计是进一步需要研究和解决的问题。另外,算法需要对BPSK信号进行盲均衡运算。目前盲均衡算法的研究主要集中在QPSK及QAM等信号。BPSK信号的盲均衡算法研究较少,本文利用的BPSK-DD算法虽然效果较好,但是要求信号眼图必须是张开的,否则误收敛的可能性会大大增加。因此,寻求一种更加鲁棒的BPSK信号盲均衡算法是十分必要的。

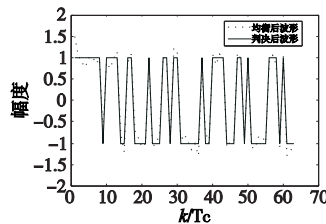


图4 等效联合信道盲均衡结果

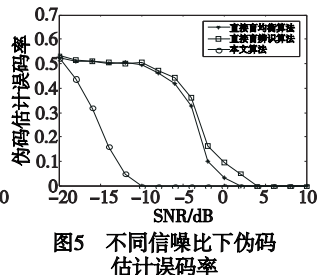


图5 不同信噪比下伪码估计误码率

参考文献:

- [1] HILL P C J, RIDLEY M E. Blind estimation of direct-sequence spread spectrum m sequence chip codes [C]//Proc of the 6th IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications. 2000;305-309.
- [2] BUREL G, BOUDER C. Blind estimation of the pseudo-random sequence of a direct sequence spread spectrum signal [C]//Proc of the 21st Century Military Communications Conference Proceeding. 2000; 967-970.
- [3] 张天骐,林孝康,周正中. 基于神经网络的低信噪比直扩信号伪码的盲估计方法[J]. 电路与系统学报, 2007, 12(2): 118-123.
- [4] 张红波,吕明. 基于子空间跟踪的伪码盲估计算法[J]. 系统工程与电子技术, 2006, 28(10): 1470-1473.
- [5] XU Xiao-dong. Blind estimation of PN code in multipath fading direct sequence spread spectrum systems [C]//Proc of the 11th IEEE International Conference on Communication Technology. 2008;213-216.
- [6] TSATSANIS M K, GIANNAKIS G B. Blind estimation of direct sequence spread spectrum signals in multipath [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1997, 45(5): 1241-1251.
- [7] 刘洛琨. 卫星测控链路信号接收技术研究[D]. 西安:西北工业大学, 2009.
- [8] 付卫红,杨小牛,刘乃安. 基于盲源分离的CDMA多用户检测与伪码估计[J]. 电子学报, 2008, 36(7): 1319-1323.
- [9] 沈雷,李式巨,王彦波,等. 多径信道中扩频信号伪随机序列盲估计[J]. 浙江大学学报, 2007, 41(11): 1828-1833.
- [10] YU Miao, LI Shi-ju, SHEN Lei, et al. Blind estimation of pseudo random sequence of DS-CDMA signals with ICA method [C]//Proc of the 2nd International Conference on e-Business and Information System Security. 2010;1-5.
- [11] 许军. 通信盲接收中短数据处理若干问题的研究[D]. 北京:清华大学, 2007.
- [12] MOULINES E, DUHAMEL P, CARDOSO J F, et al. Subspace methods for the blind identification of multichannel FIR filters [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1995, 43(2): 516-525.
- [13] BYOUNG-JO K, COX D C. Blind equalization for short burst wireless communications [J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2000, 49(4): 1235-1247.
- [14] 赵勇. 基于数据重用的短突发信号盲均衡技术研究[D]. 郑州:信息工程大学, 2011.