

非周期扩频的同步 CDMA 系统下行信道的 分数阶间隔信道估计¹

吕旌阳 吴伟陵

(北京邮电大学信息工程学院 北京 100876)

摘要: 使用正交扩频码的同步 CDMA 系统具有对抗同信道干扰的能力,但是多径传播导致信号失去正交性,互相关值增加。在这些情况下,需要对信道进行估计以提高接收机检测性能。以往的基于子空间的 CDMA 信道估计算法都是在 chip 速率采样的基础上得到的,其条件是接收信号满足 Nyquist 定理且信道是最小相位系统,这些条件在实际情况中是很难满足的。该文提出一种应用于非周期扩频的同步 CDMA 系统的下行信道的分数阶间隔信道估计的算法,计算机仿真表明了算法是有效的。

关键词: DS-CDMA, 非周期扩频码, 分数阶间隔信道估计, 均衡

中图分类号: TN914.4 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2004)02-0254-06

Fractionally Spaced Channel Estimation for Synchronous DS-CDMA Downlink with Aperiodic Spreading Code

Lü Jing-yang Wu Wei-ling

(The CDMA Research Center, School of Information Engineering,

Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract Synchronous Code-Division Multiple-Access (CDMA) techniques possess intrinsic protection against co-channel interference when orthogonal codes are used. However, in the presence of multipath propagation, the signals lose their orthogonality property, leading to increased cross correlation. In these cases, channel estimation may be needed in order to improve detection. The former algorithms for estimating the channel response of CDMA system are used for signal sampled with chip rate. The received signal sampled in chip rate does not satisfy the Nyquist theory and the channel may be not a minimum-phase system that the former algorithms do not work. An algorithm for fractionally spaced channel estimation of a synchronous CDMA system is proposed that uses aperiodic spreading code. Simulations demonstrate the performance of proposed algorithm.

Key words DS-CDMA, Aperiodic spreading code, Fractionally spaced channel estimation, Equalization

1 前言

采用子空间方法估计 CDMA 信道参数不需要已知序列且只用较短的数据长度就可以得到相当精确的解^[1-5]。利用子空间估计信道参数通常都采用 chip 速率对接收信号采样。以 chip 速率对接收信号采样的缺点是假设接收端有匹配滤波器,或者是接收信号满足 Nyquist 采样定理,而且信道必须是最小相位系统。在实际应用中许多系统是不满足这些条件的^[1-2]。文献[1, 2]提出了对无线通信系统(非 CDMA 系统)按 SIMO 模型来建模得到分数阶间隔信道冲激

¹ 2002-07-09 收到, 2003-01-23 改回
国家自然科学基金(No.60172051)资助课题

响应的估计, 并分析了分数阶间隔信道冲激响应的估计对系统性能的提高。文献 [4] 提出了在周期扩频 CDMA 系统中按 SIMO 模型来建模得到分数阶间隔信道冲激响应的估计算法, 文献 [5] 提出了基于子空间的非周期扩频的 CDMA 系统的信道估计, 文献 [6] 以最小均方误差方法得到信道估计。但 SIMO 模型建模的信道及其算法都较复杂, 尤其 CDMA 系统本身是多个用户共享同一无线信道的系统。在此需要指出的是文献 [7] 中的算法是在假设扩频序列是完全随机的条件下得到的, 因此是无法实现的。

本文假定在发射机端和接收机端对接收信号 chip 速率的整数倍的采样 (分数阶间隔采样), 经过对接收信号的处理可以得到一个简单的 MIMO 的信道模型。在此基础上得到过采样条件下同步 CDMA 系统的信道估计算法。在得到分数阶间隔的信道估计后, 很容易得到一个结合匹配滤波器和均衡器的分数阶间隔均衡器。本文的第 2 节对信道估计算法进行理论的推导, 然后是计算机仿真结果, 最后给出一个结论。

2 分数间隔信道估计算法

在不考虑噪声的情况下, 假设接收信号为

$$y(t) = \sum_{i=1}^P \sum_{m=0}^{\infty} \gamma_i s_i(m) w_{i,m}(t - \tau_i + T_d) \quad (1)$$

式中 $s_i(m)$ 是发送给第 i 个用户的第 m 个数据符号, $|\gamma_i|^2$ 是第 i 用户的功率, T_d 是符号长度, τ_i 是第 i 用户的时延。第 i 用户的特征波形 $w_{i,m}(t - mT_d)$ 是发送的扩频序列信号波形与信道冲激响应的卷积。发送的符号波形是从符号到符号的, 可以表示为

$$w_{i,m}(t) = \sum_{l=0}^{L_c-1} c_{i,m}(l) p(t - lT_c) \quad (2)$$

其中 $\{c_{i,m}(0), c_{i,m}(1), \dots, c_{i,m}(L_c - 1)\}$ 是第 i 个用户的第 m 个数据符号的扩频序列, T_c 是 chip 长度, L_c 是扩频序列长度, $p(t)$ 是符合 Nyquist 采样定理的 chip 基本波形, 也就是 chip 成形滤波器冲激响应。假设信道是 FIR 型的, 可以表示为

$$h(t) = \sum_n \beta_n \delta(t - \tau_n) \quad (3)$$

其中 β_n, τ_n 分别是第 n 条路径的复增益和时延。假设多径的数目远远小于扩频序列长度, 参数的变化低于符号传输速率, 即在若干个符号长度间信道冲激响应是不变的。把广义信道认为是信道与成形滤波器的卷积, 可以得到广义信道冲激响应

$$\check{h}(t) = h(t) * p(t) = \sum_n \beta_n p(t - \tau_n) \quad (4)$$

这样, 传送的符号波形可以表示为

$$w_{i,m}(t) = \sum_{l=0}^{L_c-1} c(l) \check{h}(t - lT_c) \quad (5)$$

假定 $\check{h}(t)$ 在 $[0, LT_c]$ 内取值, 这样符号波形 $w_{i,m}(t)$ 的有效长度为 $(L_c + L - 1)T_c$ 。

假定以 T_s ($T_c = N_s T_s$) 对接收信号进行采样。我们引入下列的离散时间模型:

$$y(k, m) = y(mT_d + kT_s) \quad (6)$$

$$\mathbf{y}'(m) = [y(1, m), y(2, m), \dots, y(N_s L_c, m)]^T \quad (7)$$

$$w_{i,m}(k) = w_{i,m}(kT_s) \quad (8)$$

$$h(k) = \check{h}(kT_s) \quad (9)$$

$$\mathbf{h} = [h(0), h(1), \dots, h(N_s L)]^T \quad (10)$$

为了避免码间串扰对信道估计的影响, 忽略 $\mathbf{y}'(m)$ 中前 $N_s L - 1$ 个有 ISI 影响的点, 取其没有码间串扰的部分构造向量:

$$\mathbf{y}(m) = [y(N_s L, m), \dots, y(N_s L_c, m)]^T = \sum_{i=1}^P w_{i,m} \gamma_i s_i(m) = \mathbf{W}_m \mathbf{\Gamma} \mathbf{s}(m) \quad (11)$$

其中

$$\mathbf{w}_{i,m} = [w_{i,m}(L), w_{i,m}(L+1), \dots, w_{i,m}(L_c)]^T \quad (12)$$

$$\mathbf{W}_m = [\mathbf{w}_{1,m}, \dots, \mathbf{w}_{P,m}]^T \quad (13)$$

$$\mathbf{\Gamma} = \text{diag}(\gamma_1, \dots, \gamma_P) \quad (14)$$

$$\mathbf{s}(m) = [s_1(m), \dots, s_P(m)]^T \quad (15)$$

$$\begin{aligned} w_{i,m}(k) &= \sum_{l=0}^{L_c-1} c_{i,m}(l) h(k - N_s l) = \sum_{l=0}^{N_s L_c - 1} c'_{i,m}(l) h(k - l) \\ &= \sum_{l=0}^{N_s L_c - 1} h(l) c'_{i,m}(k - l), \quad k = 1, \dots, N_s(L_c + L) - 1 \end{aligned} \quad (16)$$

式中

$$c'(l) = \begin{cases} c(l/N_s), & l = 0, N_s, \dots, N_s(L_c - 1) \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (17)$$

将 $w_{i,m}(N_s L), \dots, w_{i,m}(N_s L_c)$ 以向量形式表示, 由式 (16) 可得

$$\mathbf{w}_{i,m} = \mathbf{C}_{i,m} \mathbf{h} \quad (18)$$

其中

$$\mathbf{C}_{i,m} = \begin{bmatrix} c'_{i,m}(N_s L - 1) & \cdots & c'_{i,m}(0) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ c'_{i,m}(N_s L_c - 1) & \cdots & c'_{i,m}(N_s(L_c - L)) \end{bmatrix} \quad (19)$$

是第 i 个用户第 m 个符号的扩展扩频码矩阵。

考虑加性高斯白噪声, 实际的接收信号向量为

$$\hat{\mathbf{y}}(m) = \mathbf{W}_m \mathbf{\Gamma} \mathbf{s}(m) + \mathbf{n}(m) \quad (20)$$

其中 $\mathbf{n}(m)$ 是零均值的复高斯随机矢量, 式 (20) 可以写为

$$\hat{\mathbf{y}}(m) = \tilde{\mathbf{C}}_m \mathbf{H} \mathbf{I} \mathbf{S}(m) + \mathbf{n}(m) \quad (21)$$

$$\tilde{\mathbf{C}}_m \triangleq [\mathbf{C}_{1,m}, \mathbf{C}_{2,m}, \dots, \mathbf{C}_{P,m}] \quad (22)$$

$$\mathbf{H} \triangleq \mathbf{I}_p \otimes \mathbf{h} \quad (23)$$

其中 \mathbf{I}_p 是 p 阶的单位矩阵, \otimes 表示 Kronecker 积运算. 为了计算信道向量 \mathbf{h} , 我们在式 (11), (20) 两边同乘 $\tilde{\mathbf{C}}_m$ 的伪逆 $\tilde{\mathbf{C}}_m^\dagger$, 可以得到

$$\mathbf{x}(m) = \tilde{\mathbf{C}}_m^\dagger \mathbf{y}(m) \quad (24)$$

$$\hat{\mathbf{x}}(m) = \tilde{\mathbf{C}}_m^\dagger \hat{\mathbf{y}}(m) = \mathbf{H} \mathbf{I} \mathbf{S}(m) + \tilde{\mathbf{C}}_m^\dagger \mathbf{n}(m) \quad (25)$$

其中式 (24) 是没有考虑噪声的情况, 式 (25) 是考虑噪声的情况. 定义

$$\hat{\mathbf{X}} \triangleq \mathbf{X} + \bar{\mathbf{E}} \quad (26)$$

$$\mathbf{X} \triangleq [\mathbf{x}(1), \dots, \mathbf{x}(N)] \quad (27)$$

$$\bar{\mathbf{E}} \triangleq [\bar{\mathbf{n}}(1), \dots, \bar{\mathbf{n}}(N)] \quad (28)$$

$$\bar{\mathbf{n}}(m) = \tilde{\mathbf{C}}_m^\dagger \mathbf{n}(m) \quad (29)$$

$\hat{\mathbf{X}}$ 的奇异值分解得到

$$\hat{\mathbf{X}} = \mathbf{U}_s \boldsymbol{\Sigma}_s \mathbf{V}_s + \mathbf{U}_n \boldsymbol{\Sigma}_n \mathbf{V}_n \quad (30)$$

由 \mathbf{H} , \mathbf{I} 的定义和性质, 可以认为 \mathbf{U}_s 和 \mathbf{H} 张成同一个信号子空间, 即 $\text{span}(\mathbf{U}_s) = \text{span}(\mathbf{H})$, 所以

$$\mathbf{U}_n^H \mathbf{H} = 0 \quad (31)$$

定义

$$\mathbf{U}_n^H \triangleq [\mathbf{D}_1, \mathbf{D}_2, \dots, \mathbf{D}_P] \quad (32)$$

其中 $\mathbf{D}_1, \dots, \mathbf{D}_P$ 分别是 \mathbf{U}_n^H 的第 1 到第 P 个列向量. 式 (31) 可以写为

$$[\mathbf{D}_1 \mathbf{h}, \mathbf{D}_2 \mathbf{h}, \dots, \mathbf{D}_P \mathbf{h}] = 0 \quad (33)$$

或者

$$\bar{\mathbf{D}} \mathbf{h} = 0 \quad (34)$$

其中

$$\bar{\mathbf{D}} \triangleq [\mathbf{D}_1^H, \mathbf{D}_2^H, \dots, \mathbf{D}_P^H]^H \quad (35)$$

记 $\bar{\mathbf{D}}$ 的第 1 列为 $\bar{\mathbf{D}}_1$, 其余各列构成矩阵 $\bar{\mathbf{D}}_2$. 假定 \mathbf{h} 的第一个分量是 1, 那么我们可以得到一个解:

$$\mathbf{h} \triangleq [1, \mathbf{g}^H]^H \quad (36)$$

$$\bar{\mathbf{D}}_1 + \bar{\mathbf{D}}_2 \mathbf{g} = 0 \quad (37)$$

$$\mathbf{g} = -\bar{\mathbf{D}}_2^\dagger \bar{\mathbf{D}}_1 \quad (38)$$

3 计算机仿真结果

假设 CDMA 系统以 $2^{15} - 1$ 位的 m 序列为扰码, 各用户用 32 位 Walsh 码扩频, 对每个用户来说可以把 Walsh 码和对应扰码的模 2 和认为是长为 32 位的非周期扩频码。系统中有 10 个用户, 调制方式为 QPSK, 信号为 4 倍过采样。各用户的信噪比都为 -10dB , 50 个数据符号为一组来估计信道, 共 20 组数据, 信道估计的结果表示在图 1。

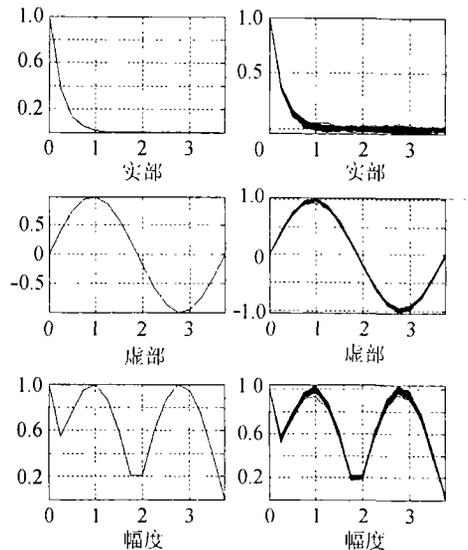
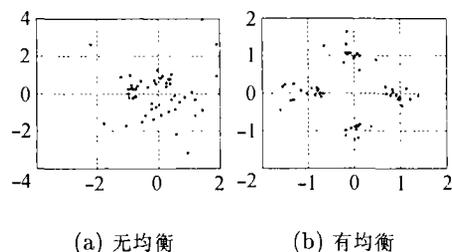


图 1 实际的信道冲激响应(左)与估计值(右)的比较

图 1 中横坐标为采样时刻, 单位为 chip 速率, 纵坐标为按首位归一化的幅值。从图中可以看出, 本文提出的算法较准确地估计了无线信道冲激响应的实部和虚部。与现有的 chip 速率采样的信道估计算法不同, 本文提出的算法得到的信道冲激响应是分数间隔采样的。如图 1 所示, 在信道冲激响应的两个波峰相距一个 T_c 时, 原来的以 chip 速率的信道估计算法无法检测出两个波峰间的波谷; 原有的算法也无法检测出不位于整 T_c 的波峰。以原有算法估计的信道参数设计均衡器的性能必然不是理想的。

图 2 中比较了用信道的估计值的均衡与无均衡接收机的效果。仿真的条件同上一试验。图 2(a) 是无均衡接收机的解扩后的星座图, 图 2(b) 是增加分数阶均衡器的结果。



(a) 无均衡 (b) 有均衡

图 2 解扩信号星座图的比较

为了更好地评价信道冲激响应的估计误差, 估计误差的均方根 (Root Mean Square Error, RMSE) 定义如下

$$\text{RMSE} = \frac{1}{\|\mathbf{h}\|} \sqrt{\frac{1}{N_t} \sum_{i=1}^{N_t} \|\hat{\mathbf{h}}(i) - \mathbf{h}\|^2} \quad (39)$$

其中 N_t 是蒙特卡罗仿真次数, 在本文中取 $N_t = 30$ 。 $\hat{\mathbf{h}}(i)$ 是第 i 次仿真的信道冲激响应的估计值, 其中 \mathbf{h} 也按首位归一化。为了更好地验证本文提出算法的性能, 在图 3 中表示了在同样条件下文献 [6] 中提出的基于最小均方误差准则得到信道估计算法的性能曲线。从图中可以看出, 本文提出的方法要好于文献 [6] 中的算法。

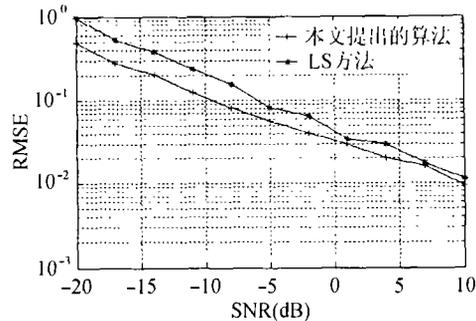


图 3 RMSE 与信噪比的关系

4 结论

本文提出的算法适用于在传输中信号频谱有扩展和信道不是最小信号系统的情况, 信道估计的结果可以用于分数阶均衡器的设计。从计算机仿真结果可以得到信道估计算法的性能是比较好的, 且估计误差随期望用户信号的信噪比提高而下降。根据信道估计的结果设计的分数阶均衡器对系统的性能有明显的提高。

参 考 文 献

- [1] Tong Lang, Xu Guanghan, Kailath T. Blind identification and equalization based on second-order statistics: a time domain approach. *IEEE Trans. on Information Theory*, 1994, 40(2): 340-349.
- [2] Tong Lang, Xu Guanghan, Hassibi B, Kailath T. Blind channel identification based on second-order statistics: a frequency-domain approach. *IEEE Trans. on Information Theory*, 1995, 41(1): 329-334.
- [3] Liu Hui, Xu Guanghan. A subspace method for signature waveform estimation in synchronous CDMA systems. *IEEE Trans. on Communications*, 1996, 44(1): 1346-1354.
- [4] Weiss A J, Friedlander B. Channel estimation for DS-SS-CDMA downlink with aperiodic spreading codes. *IEEE Trans. on Communications*, 1999, 47(10): 1561-1569.
- [5] Wang Xiaodong, Poor H V. Blind joint equalization and multiuser detection for DS-SS-CDMA in unknown correlated noise. *IEEE Trans. on Communications*, 1999, 46(7): 886-895.
- [6] Buzzi S, Poor H V. Channel estimation and multiuser detection in long-code DS/SS-CDMA systems. *IEEE J. on Selected Areas in Communications*, 2001, 19(8): 1476-1487.
- [7] Xu Zhengyuan, Reitz D. Subspace-based channel estimation for CDMA downlink with aperiodic spreading codes and multiple subchannels, CSSC2001, America, 2001, (2): 1728-1732.

吕旌阳: 男, 1969 年生, 博士, 目前研究兴趣包括智能天线、均衡等。

吴伟陵: 男, 1938 年生, 教授, 博士生导师, 国家自然科学基金委学科评审组成员, 中国电子学会信息论分会主任委员, 现研究方向是数字移动通信、个人通信与数字卫星通信中的信息处理、信源与信道编码理论。