

MIMO DS/CDMA 系统中基于信号周期平稳特性的频偏盲估计算法

黄永佳 朱近康

(中国科学技术大学电子工程与信息科学系个人通信与扩频实验室 合肥 230027)

摘要 MIMO DS/CDMA 通信系统中, 每对收发天线间的载波频偏各不相同, 这使得频偏估计变得异常困难。该文基于 DS/CDMA 信号的周期平稳特性提出了一种适用于该系统的频偏盲估计算法。该算法主要特点在于: (1)它能够分别估计每对收发天线间的载波频偏; (2)综合利用了信号在所有非零周期频率处的周期自相关函数值; (3)它是一种盲估计算法, 不需要专门的训练序列, 不会降低系统的带宽利用率。仿真结果表明在 FIR 信道模型下, 该算法能够准确地估计出系统中各个收发天线对间的载波频偏。

关键词 载波频偏估计, 周期平稳特性, 周期自相关函数, MIMO DS/CDMA

中图分类号: TN914.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2006)01-0122-04

A Blind Frequency Offset Estimating Based on the Signal's Cyclostationarity in MIMO DS/CDMA System

Huang Yong-jia Zhu Jin-kang

(PCN&SS Lab, Dept of EEIS, University of Science and Technology of China, Hefei 230027, China)

Abstract In MIMO DS/CDMA systems, the different transmit/receive antenna pairs have different frequency offset, which increases the complexity of the frequency offset estimating. Based on the cyclostationarity of the signal, a blind frequency offset estimating is proposed in this paper. The advantages of the estimating are: (1) It can separately estimate the frequency offset of the different antenna pair; (2) It is a blind estimator and does not need training sequence which lower the efficiency of the wireless bandwidth; (3) It can fully utilize the cyclic correlation of the received signal at all nonzero cyclic frequency. The simulation results provided in this paper show that the estimating has good performance in the FIR channel environment.

Key words Frequency offset estimator, Cyclostationary, Cyclic correlation, MIMO DS/CDMA

1 引言

CDMA系统的高频谱利用率和多入多出(MIMO)系统的时空分集特性结合起来使得MIMO DS/CDMA系统能够高速有效地传输数据, 因此该系统受到人们的广泛关注。但该系统的高速有效性的前提是对信道响应矩阵的准确估计。载波频偏的存在增加了信道估计的难度, 大大降低了信道估计的准确度^[1]。为了保证MIMO DS/CDMA系统的性能, 必须要消除载波频偏。无线通信系统中, 由于通讯设备的移动引入的多普勒频移是产生载波频偏的一个主要因素, 这个因素是不可避免的。但是, 如果能够准确地估计出载波频偏, 那么我们就能够消除它对信道估计造成的影响。因而对于一个稳健的MIMO DS/CDMA系统来说, 准确的载波频偏估计算法是必

要而且重要的。

目前已有大量的研究集中于单入单出(SISO)系统的载波频偏估计^[2-5], 但这些算法都只考虑了单用户单径情况下的载波频偏估计。MIMO系统中每根接收天线收到的信号都是所有发送信号的叠加, 它相当于一个多用户系统。要把这些算法直接应用到MIMO系统, 则必须假定系统中每个收发天线对的载波频偏是相同的, 这就要求所有发送天线的信号都是从同一个角度入射的, 这在实际中几乎是不可能发生的。因而这类算法不能直接用于MIMO系统。虽然MIMO系统中的频偏估计是个很重要的问题, 但针对MIMO系统的频偏估计问题的相关研究非常少, 而适用于MIMO DS/CDMA系统的频偏盲估计算法则更少。文献[1]提出了一种适用于MIMO CDMA系统的基于DFT算法的频偏估计算法, 但该算法假

设了到达同一接收天线的所有载波频偏是相同的, 而且该算法只适用于单径信道模型, 同时它需要利用系统导频信号进行频偏估计, 导频的存在降低了系统的频谱利用率。这些都使得它在实际应用中具有很大的局限性。

在 SISO 系统中, 利用信号的二阶周期平稳特性进行系统频偏盲估计是一种很成熟的算法^[3-5]。这种算法的主要优点在于容易提取信号的特征量, 而且不需要专门的训练序列。研究表明 DS/CDMA 信号具有二阶周期平稳特性, 本文利用这种特性提出了一种适用于 MIMO DS/CDMA 系统的频偏盲估计算法。该算法直接利用了接收信号的二阶统计特征, 它不需要训练序列。目前已有的基于信号周期平稳特性的频偏估计算法大都只利用了信号在某个或者某几个周期频率处的周期自相关函数, 这些算法没有充分利用信号的周期平稳特性, 人为降低了信号处理增益。为此本文所提的估计算法按照特定的方式累加了接收信号所有非零周期频率处的周期自相关函数值, 充分利用了信号的周期平稳特性。同时在这基础上, 算法区分出不同的收发天线对, 分别估计出每个收发天线对之间的载波频偏。

本文的整个结构如下, 第 2 节给出了整个系统的描述; 第 3 节给出利用接收信号周期平稳特性的载波频偏盲估计算法; 第 4 节则给出了该算法的计算机仿真结果; 最后第 5 节给出了本文的一个简要的总结。

2 系统模型

假设 MIMO DS/CDMA 具有 M 根发送天线和 N 根接收天线, M 个发送单元采用的扩频序列码长均为 P , 信号经过的传输信道为 FIR 信道。考虑到载波频偏, 则载波解调后, 第 i 根接收天线得到的离散时间信号为

$$y_i(n) = \sum_{m=1}^M \sum_{k=0}^{L-1} h_{im}(k) s_m(\lfloor (n-k)/P \rfloor) \cdot c_m(n-k) e^{j2\pi f_{im}(n-k)} + v_i(n) \quad (1)$$

上式中: L 表示整个 FIR 信道响应的最大阶数; $h_{im}(n)$ 表示第 m 根发送天线和第 i 根接收天线间的信道响应函数, i 的取值范围为 1 到 N ; $s_m(n)$ 表示第 m 根发送天线的第 n 个数据比特; 符号 “ $\lfloor \cdot \rfloor$ ” 表示下取整; $c_m(n)$ 表示第 m 根发送天线采用的周期为 P 的扩频序列, 它是一个实数序列; f_{im} 表示第 m 根发送天线和第 i 根接收天线间的载波频偏; $v_i(n)$ 表示第 i 根接收天线的加性噪声。

本文的推导过程用到如下两个一般性的假设:

假设 1 $s_m(n)$ 是均值为零、独立同分布的随机序列, 它

的方差为 1, 即

$$E\{s_m(n)s_{m-m_0}^*(n-k)\} = \delta(m_0)\delta(k) \quad (2)$$

上式中上标 “ $*$ ” 表示共轭操作; $\delta(n)$ 表示离散冲击函数。

假设 2 $v_i(n)$ 为平稳随机信号, 它和 $s_m(n)$ 是相互独立的。同时我们定义:

$$\mathbf{H}_i = [h_{i1}(0) \cdots h_{iM}(0) \quad h_{i1}(1) \cdots h_{iM}(L-1)] \quad (3)$$

$$x_{im}(n) = s_m(\lfloor n/P \rfloor) c_m(n) e^{j2\pi f_{im}n} \quad (4)$$

$$\mathbf{X}_i = [x_{i1}(n) \cdots x_{iM}(n) \quad x_{i1}(n-1) \cdots x_{iM}(n-L+1)]^T \quad (5)$$

上式中上标 “ T ” 表示矩阵转置。这样, 式(1)可改写为

$$y_i(n) = \mathbf{H}_i * \mathbf{X}_i + v_i(n) \quad (6)$$

下面我们将证明 $y_i(n)$ 具有二阶周期平稳特性。

联合假设 1 和式(4), 可得 $x_{im}(n-K)$ (K 为整数) 的自相关函数为

$$R_{x_{im}x_{i(m-m_0)}}(n, K, k) = E\{x_{im}(n-K)x_{i(m-m_0)}^*(n-K-k)\} = \begin{cases} c_m(n-K)c_m(n-K-k)e^{j2\pi f_{im}k}, & m_0=0, \text{且} \\ & \lfloor (n-K)/P \rfloor = \lfloor (n-K-k)/P \rfloor \\ 0, & \text{其他情况} \end{cases} \quad (7)$$

由于 $c_m(n)$ 是周期序列, 因而根据上式可得: $R_{x_{im}x_{im}}(n, K, k) = R_{x_{im}x_{im}}(n+P, K, k)$, 因此 $x_{im}(n-K)$ 是具有二阶周期平稳特性的随机序列。根据文献[6]易知它的周期频率 $\alpha_{m,l} = 2\pi l/P$, $l=0, \dots, P-1$ 。对 $R_{x_{im}x_{im}}(n, K, k)$ 进行傅里叶级数展开可得 $x_{im}(n-K)$ 的周期自相关函数:

$$R_{x_{im}}^{\alpha_{m,l}}(K, k) = \sum_{n=0}^{P-1} R_{x_{im}x_{im}}(n, K, k) e^{-j\alpha_{m,l}n} / P \quad (8)$$

由于 $y_i(n)$ 是由 $x_{im}(n-K)$ 构成的, 因此联合式(6)、式(7)以及假设 2, 可得 $y_i(n)$ 的自相关函数为

$$R_{y_i}(n, k) = E\{y_i(n)y_i^*(n-k)\} = \mathbf{H}_i \begin{bmatrix} R_{x_{i1}x_{i1}}(n, 0, k) & \cdots & R_{x_{i1}x_{iM}}(n, 0, L+k-1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{x_{iM}x_{i1}}(n, L-1, k+1-L) & \cdots & R_{x_{iM}x_{iM}}(n, L-1, k) \end{bmatrix} \mathbf{H}_i^H + R_{v_i}(k) = \mathbf{H}_i \mathbf{R}_{\mathbf{X}_i}(n, k) \mathbf{H}_i^H + R_{v_i}(k) \quad (9)$$

上式中上标 “ H ” 表示矩阵的共轭转置; $R_{v_i}(k)$ 表示加性噪声的自相关函数。可以证明 $R_{y_i}(n, k) = R_{y_i}(n+P, k)$, 因此 $y_i(n)$ 具有二阶周期平稳特性, 它的周期频率属于 $x_{im}(n-K)$, $m=0, \dots, M, K=0, \dots, L-1$ 所有周期频率的合集。

对 $R_{y_i}(n, k)$ 作傅里叶级数展开可得 $y_i(n)$ 的周期自相关函数

$$R_{y_i}^{\alpha_{m,l}}(k) = \sum_{n=0}^{P-1} (\mathbf{H}_i \mathbf{R}_{x_i}(n, k) \mathbf{H}_i^H + R_{v_i}(k)) e^{-j\alpha_{m,l} n} / P$$

$$= \mathbf{H}_i \mathbf{R}_{x_i}^{\alpha_{m,l}}(k) \mathbf{H}_i^H + R_{v_i}^{\alpha_{m,l}}(k) \quad (10)$$

由于 $y_i(n)$ 中包含了 M 根发送天线的信号, 这带来了相邻信道的干扰(CCI); 同时信号经过 FIR 信道传输后不可避免地引入了码间干扰(ISI); 而加性噪声 $v_i(n)$ 对于信号的自相关函数也构成了干扰。为了估计出 f_{im} , 需要消除 CCI, ISI 以及 $v_i(n)$ 的干扰。下节我们给出了利用接收信号的周期平稳特性消除干扰的频偏盲估计算法。

3 利用周期平稳特性的频偏盲估计算法

加性噪声是一个平稳随机过程, 它的周期自相关函数仅在周期频率为 0 处有非零值, 其他情况下恒为 0。因此为了消除加性噪声的干扰, 我们只能利用接收信号在非零周期频率处的周期自相关函数值。一般来说, 信号的非零周期频率不止一个。为了最大限度地利用接收信号的周期平稳特性, 获得更好的估计性能, 我们需要综合利用信号在这些非零周期频率处的周期自相关函数。考虑到扩频序列具有很强的自相关特性, 我们提出了一种新的频偏盲估计算法, 该算法成功地利用了信号所有非零周期频率处的周期自相关函数, 在此基础上同时消除了 ISI 和 CCI。

为了下文表述方便, 定义函数 $g(n)$ 如下:

$$g(n) = \begin{cases} 1, & [n/P] = [(n-k)/P] \\ 0, & [n/P] \neq [(n-k)/P] \end{cases} \quad (11)$$

上式中 n 和 k 都是整数。令

$$C_{m,k}^l = \sum_{n=0}^{P-1} c_m(n) c_m(n-k) e^{-j\alpha_{m,l} n} / P \quad (12)$$

由于扩频序列具有良好的自相关特性, 故当 $k \neq 0$ 时, $C_{m,k}^0 \cong 0$, 结合式(7)和式(8)易知 $R_{x_{im}}^0(K, k) \cong 0$ 。因此要充分利用 $x_{im}(n-K)$ 的周期平稳特性, 可以只考虑 $x_{im}(n-K)$ 在所有非零周期频率处的周期自相关函数。这样, 当 $0 < |k| \ll P$ 时, 联合式(11)和式(12), 可以证明下式成立:

$$R_{x_{im}}(K, k, k') = \sum_{l=1}^{P-1} R_{x_{im}}^{\alpha_{m,l}}(K, k) * (C_{m,k}^l)^*$$

$$= e^{j2\pi f_{im} k} \sum_{n=0}^{P-1} c_m(n) c_m(n-k') c_m(n-K) c_m(n-K-k) g(n) / P$$

$$\cong \begin{cases} e^{j2\pi f_{im} k}, & k = k', \text{ 且 } K = 0 \\ e^{j2\pi f_{im} k}, & K = k' = -k \\ 0, & \text{其他情况} \end{cases} \quad (13)$$

由于 $R_{y_i}(n, k)$ 是由 $R_{x_{im}x_{im}}(n, K, k)$ 构成的, 而且加性噪声

是平稳随机信号, 它的周期自相关函数仅在周期频率为 0 处有非零值, 故联合式(9)和式(13)可得下式:

$$e_{im}(k) = \sum_{l=1}^{P-1} R_{y_i}^{\alpha_{m,l}}(k) (C_{m,k}^l)^*$$

$$= \sum_{l=1}^{P-1} (\mathbf{H}_i \mathbf{R}_{x_i}^{\alpha_{m,l}}(k) \mathbf{H}_i^H + R_{v_i}^{\alpha_{m,l}}(k)) (C_{m,k}^l)^*$$

$$= \|\mathbf{h}_{im}(0)\|^2 e^{j2\pi f_{im} k}, \quad 0 < |k| \ll P \quad (14)$$

从上式可以看出在利用信号所有非零周期频率处的周期自相关函数值的基础上, ISI, CCI 以及加性噪声的干扰都被消除了。

根据式(14), 我们只要提取 $e_{im}(k)$ 相位信息就能准确地估计出 f_{im}

$$\hat{f}_{im} = \arg(e_{im}(k)) / (2\pi k) \quad (15)$$

通过改变式(15)中的 i 和 m 值, 可以分别估计出各收发天线对间的载波频偏, 得到整个系统的载波频偏矩阵。同时从整个算法的推导过程可以看出该算法是一种盲估计算法, 不需要任何的训练序列。

4 仿真结果

本文仿真用的是 2×2 的 MIMO DS/CDMA 系统。仿真所用的系统参数如下: $N = 2$, $M = 2$, $k = 1$, $P = 128$ 。仿真用两个 m 序列作为扩频序列: $c_1(n)$ 、 $c_2(n)$, 产生它们的本原特征多项式为 $f(x) = 1 + x^2 + x^3 + x^7$, $c_1(n)$ 对应的移位寄存器的初态为 $\{1\ 0\ 0\ 1\ 0\ 0\ 1\}$, $c_2(n)$ 对应的移位寄存器的初态为 $\{1\ 1\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0\}$ 。系统所用的载波频率为 2GHz, 扩频码的码片速率为 3.84Mbit/s。所用的信道为 4 阶的 FIR 信道, 对应的信道矩阵为

$$\mathbf{H}_1 = [0.9829 + 1.0238j, -0.9877 - 0.8485j, \\ -0.3265 + 0.4207j, -0.2383 + 0.3427j, \\ -0.1804 + 0.1680j, 0.1722 - 0.1223j, \\ -0.0896 + 0.0723j, -0.0927 - 0.0647j]$$

$$\mathbf{H}_2 = [0.8789 - 0.9476j, -0.9408 - 0.9411j, \\ -0.1127 + 0.1107j, -0.1345 + 0.1400j, \\ 0.0853 - 0.0832j, 0.0858 + 0.0846j, \\ 0.0340 + 0.0403j, 0.0379 + 0.0324j] \quad (16)$$

本文给出了估计所得频偏 \hat{f}_{im} 的归一化均方误差(MSE)曲线作为性能评价标准, 下面给出的所有的仿真结果都是 100 次 Monte Carlo 实验的平均。为了表述方便下面我们用符号 (i, j) 来表示发送天线 i 和接收天线 j 之间的载波频偏。

仿真实例 1 图 1 给出在样本长度 TL 固定的情况下,

MSE 随着 E_b/N_0 变化的曲线图。仿真所用的 TL 为 50 个数据符号(Symbol)。图 1(a)和图 1(b)分别表示不同的系统载波偏差对应的 MSE 曲线。图 1(a)对应的系统载波频偏为 (1,1)=760Hz, (2,1)=1000Hz, (1,2)=850Hz, (2,2)=900Hz; 图 1(b)对应的系统载波频偏为 (1,1)=16.2kHz, (2,1)=14.8kHz, (1,2)=15.4kHz, (2,2)=14.0kHz。

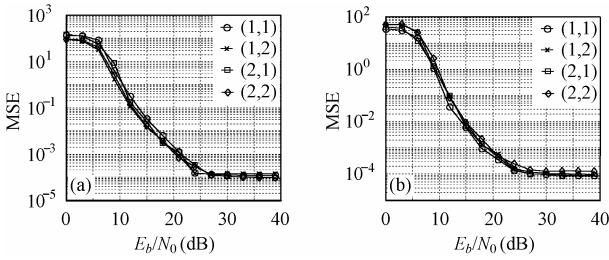


图 1 TL=50 时, 不同的 E_b/N_0 对应的归一化 MSE 曲线图

从图 1 可以看出本文所提方法确实能够良好的消除 CCI, 分别独立估计出各个收发天线对之间的载波频偏。对比图 1(a)和图 1(b)可以看出它既适用于大频偏估计也适用于小频偏估计。同时随着 E_b/N_0 的上升, 它的估计结果变得越来越稳定可靠, 在 $E_b/N_0 \geq 15\text{dB}$ 时, MSE 已达到 0.01 左右, 估计精度基本满足实用的要求, 因此它比较适合较大 E_b/N_0 情况下的频偏估计。它可以被用于系统初始同步时为后端跟踪电路提供一个初始频偏, 或者是用于系统跟踪失败后进行频率重新同步。而且如果 E_b/N_0 极高时, 该方法也可以直接用于系统载波频偏跟踪。

仿真实例 2 图 2 给出在一定条件下, MSE 随着 TL 变化的曲线图。仿真所用的 $E_b/N_0 = 21\text{dB}$, 对应的系统载波偏差为 (1,1)=890Hz, (2,1)=2000Hz, (1,2)=840Hz, (2,2)=1900Hz。

仿真结果表明该方法的估计性能随着 TL 的加长而升高。这是因为随着采样数据长度的增长, 接收信号的周期平稳特性越来越明显, 加性噪声也越接近平稳特性, 所以随着 TL 的加长, 利用信号的周期自相关函数来抑制其他发送天线信号和加性噪声干扰的效果越来越好, 这样式(14)受到的干扰越来越小, 估计性能随着 TL 的增长越精确稳定。实际系统中, 根据 E_b/N_0 的值, 我们可以在 TL 长度和估计结果

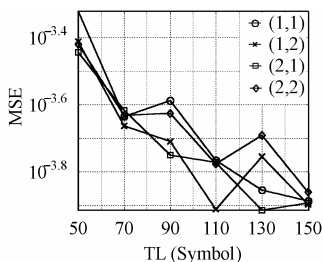


图 2 $E_b/N_0=21\text{dB}$ 时, 不同的 TL 对应的归一化 MSE 曲线图的实时性之间取得平衡, 以达到最好的系统性能。

5 结论

本文通过分析 MIMO DS/CDMA 系统具有的周期平稳特性, 提出了一种适于该系统的载波频偏盲估计方法。该方法通过综合利用接收信号非零周期频率处的周期自相关函数来分别独立估计各收发天线对之间的载波频偏, 而不需要假设各天线对间的频偏是相同的, 这使得它具有很强的实用性。同时该方法是一种盲估计方法, 不需要专门的训练序列, 不会降低系统的无线带宽利用率。仿真结果表明该方法在较高的信噪比或较长的样本数据时具有良好的估计性能, 因而它适合于系统的载波粗同步、重新同步以及高信噪比条件下的载波跟踪, 同时它也便于在样本长度和估计结果的实时性之间取得良好的平衡。

参考文献

- [1] Hong Dae-Ki, Lee Young-Jo, Hong Daesik, Kang Chang-Eon. Robust frequency offset estimation for pilot symbol assisted packet CDMA with MIMO antenna systems. *IEEE Communications Letters*, 2002, 6(6): 262 – 264.
- [2] Kuo W Y, Fitz M P. Frequency offset compensation of pilot symbol assisted modulation in frequency flat fading, *IEEE Trans. on Commun.*, 1997, 45(11): 1412 – 1416.
- [3] Gini Fulvio, Giannakis Georgios B. Frequency offset and symbol timing recovery in flat-fading channels: A cyclostationary approach. *IEEE Trans. on Commun.*, 1998, 46(3): 400 – 411.
- [4] Wang Y, Serpedin E, Ciblat P, Loubaton P. Non-data aided feedforward cyclostationary statistics based carrier frequency offset estimators for linear modulations, *GLOBECOM '01*. IEEE, San Antonio, USA, 2001, 2: 1386 – 1390
- [5] Wang Y, Serpedin E, Ciblat P, Loubaton P. Performance analysis of a class of nondata-aided frequency offset and symbol timing estimators for flat-fading channels. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2002, 50(9): 2295 – 2305
- [6] William A G, *Cyclostationarity in Communications and Signal Processing*, New York: IEEE Press, 1993: 1 – 90.

黄永佳: 男, 1976 年生, 博士生, 研究方向为扩频通信、移动通信。

朱近康: 男, 1943 年生教授, 博士生导师, 研究方向为扩频通信、

个人通信、移动通信和无线通信.