

多用户 MC DS-CDMA 系统中的时频域信道估计方法

居美艳^① 冉明^②

^①(河海大学计算机及信息工程学院 南京 210098)

^②(中兴通讯公司 南京 210012)

摘要: 该文提出了一种用于多用户 MC DS-CDMA 系统的信道估计方法, 该方法在平均时域估计的基础上迭代一次平均频域信道估计, 较好地改善了信道估计的性能。仿真结果表明, 经过平均时域信道估计方法能较大幅度地滤除多址干扰(MAI)和噪声, 提高信道估计的准确性。再经过迭代一次平均频域信道估计, 系统的误码率(BER)性能还可进一步改善, 经过两次信道估计, 系统取得的性能已很接近理想估计的性能。

关键词: MC DS-CDMA; 信道估计; 时域信道估计; 频域信道估计

中图分类号: TN914.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)10-2537-04

Channel Estimation in Time Domain and Frequency Domain for Multiuser MC DS-CDMA Systems

Ju Mei-yan^① Ran Ming^②

^①(College of Computer and Information Engineering, Hohai University, Nanjing 210098, China)

^②(ZTE Corporation, Nanjing 210012, China)

Abstract: This paper proposes one channel estimation scheme for multiuser MC DS-CDMA systems. Based on the averaged channel estimation in time domain, the averaged channel estimation in frequency domain is used to improve further the performance of channel estimation. The simulation results show that the averaged channel estimation in time domain could largely filter out the Multiple Access Interference (MAI) and noise and improve the accuracy of channel estimation. Followed by one averaged channel estimation in frequency domain, the BER performance of systems still has further improvement. After two times of channel estimation, the system performance approximates to that of the ideal channel estimation.

Key words: MC DS-CDMA (MultiCarrier Direct Sequence-Code Division Multiple Access); Channel estimation; Channel estimation in time domain; Channel estimation in frequency domain

1 引言

CDMA 是多个用户通过不同的扩频码字共享同个信道的接入方式。它具有大容量, 抗干扰能力强等优点, 因而具有很大的竞争力和应用前景。但是, CDMA 的容量受限于多址干扰和多径干扰。另一方面, OFDM 作为一种多载波调制方式也发展迅速, 引起了无线通信界的关注。这是因为 OFDM 是一种高效的数据传输方式, 它通过串/并变换将高速数据流分散到多个正交的子载波上传输。它具有很强的抗多径干扰和符号间串扰的能力。

把 OFDM 和 CDMA 两种技术相结合的多载波方案可以把两者的优点融合, 这些多载波方案^[1]主要可以分为两类: 频域扩频和时域扩频, 频域扩频有 MC-CDMA。时域扩频有两种, 就是 MC DS-CDMA^[2, 3]和 MT-CDMA。文献[4, 5]研究了 MC DS-CDMA 系统中的盲均衡。文献[6]研究了 MC DS-CDMA 系统中把多个载波上单独用于信道估计的导频信号合成一个具有更宽的带宽和更高的功率的复合导频信

号以提高整个接收性能。文献[7]提出了 MC DS-CDMA 宽带分组无线接入系统中的一种迭代路径搜索和信道估计方法, 其复杂度较大, 而且其性能依赖于初次估计的性能。文献[8]比较了单用户 MC-CDMA 系统的两种信道估计方法, 一种是时域估计, 一种是频域估计, 并指出时域估计优于频域估计。文献[9]针对单用户 MC DS-CDMA 系统提出了一种新的信道估计方案, 即首先进行单个 chip OFDM 符号的时域信道估计, 然后通过平均运算, 很大程度上滤除了噪声, 提高了信道估计的性能, 并且进一步在此基础上进行一次频域估计, 使得信道估计的性能得到进一步的提高。本文在文献[9]的基础上, 引入多用户干扰, 即针对多用户 MC DS-CDMA 系统研究适合的信道估计及检测方法。

2 系统模型

2.1 信道模型

多径时变衰落信道的冲激响应 $h(t)$ 可以建模为 $h(t) = \sum_{l=1}^L a_l \delta(t - (l-1)T_s)$, 其中 l 是不同路径的归一化信道延迟,

最大值为 L , a_l 是第 l 径的传输系数, T_s 是抽样间隔。采用广义平稳非相干散射(WSSUS)慢衰落多径瑞利信道, 利用 Jakes 模型^[10]产生。

2.2 MC DS-CDMA 系统

多用户 MC DS-CDMA 系统信道估计的整个过程框图如图 1 所示。假设有 K 个用户, 各用户发送的信号 b_k ($k = 1, 2, \dots, K$) 相互独立, 且 $E[b_k] = 0$ 。各用户在发送端经历的过程都是一样的, 发送端首先对各用户的数据进行串并转换, 变成 U 个并行的支路, 然后对各路并行数据进行时域扩频, 不同用户使用不同的扩频码, 扩频序列长度均为 N 。扩频后的数据经过 IFFT 模块调制到 N_c 个载波上, 并加上循环前缀, 并串转换后发送出去。经过信道(信道为慢衰落信道)后, 接收端先去掉 CP, 进行平均时域信道估计, 然后经过 FFT 解调每路数据, 再根据期望用户的扩频码进行解扩(假设期望用户为用户 1), 接着利用重构的信号进行一次平均频域信道估计, 最后利用最终估计出的信道对信号进行检测, 判决, 恢复出期望用户的原始数据。

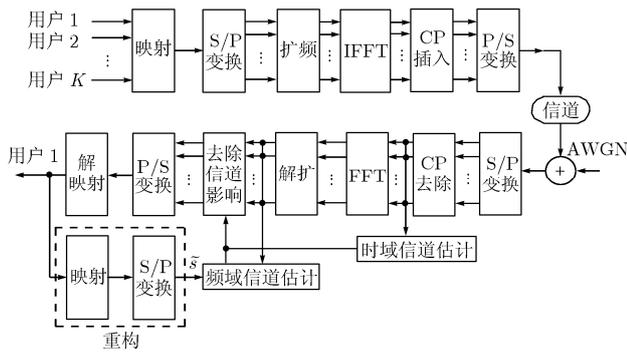


图 1 进行时频域信道估计的多用户 MC DS-CDMA 系统

本文中子载波数 N_c 也就是并行支路数 U 。为了更好地抵抗无线信道的多径扩展, 本文采用加了循环前缀的 OFDM, CP 的长度大于信道最大多径延时扩展。假设各用户的数据帧结构也相同, 采用导频信道估计方法, 每帧数据包括 N_p 个导频符号和 N_d 个数据符号, 首先发送 N_p 个导频符号然后再发送 N_d 个数据符号。

在发送端, 导频符号为 N_p 个, 每路为 N_p/N_c 个, 扩频后 N_c 个支路的 QPSK 导频符号 $\mathbf{d}_k = [d_k^1, d_k^2, \dots, d_k^{N_c}]^T$ 经过 IFFT 变成时域波形 $\mathbf{x}_k(q) = \mathbf{F}^H \mathbf{d}_k$ ($q = 1, 2, \dots, N \cdot N_p/N_c$), 然后在其前面加上循环前缀后发送出去。其中, N 代表扩频增益, 上标 T 代表转置, 上标 H 代表复数共轭转置, \mathbf{F} 是傅里叶变换矩阵, 定义为

$$\mathbf{F} = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W & \dots & W^{(N_c-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W^{(N_c-1)} & \dots & W^{(N_c-1)^2} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$W = e^{-j2\pi/N_c} \quad (2)$$

在接收端, 接收到的信号移去保护间隔后, 得到 $\mathbf{y}(q) = [y_1, y_2, \dots, y_{N_c}]^T$ 可以如下表示:

$$\mathbf{y}(q) = \sum_{k=1}^K \mathbf{y}_k(q) + \mathbf{n} = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L a_l \mathbf{x}_k(q; l) + \mathbf{n} \quad (3)$$

$$\mathbf{x}_k(q; 1) = [x_k^1, x_k^2, \dots, x_k^{N_c}]^T \quad (4)$$

$$\mathbf{x}_k(q; l) = [x_k^{N_c-(l-2)}, \dots, x_k^{N_c}, x_k^1, \dots, x_k^{N_c-(l-1)}]^T \quad (5)$$

其中 $\mathbf{x}_k(q; l)$ 是对应于第 l 径的采样点, $\mathbf{n} = [n_1, n_2, \dots, n_{N_c}]^T$ 是高斯噪声, 其均值为 0, $E[\mathbf{nn}^H] = P_N \mathbf{I}$, P_N 是噪声功率。由于时域波形的头部加了保护间隔, 所以信号 $\mathbf{x}_k(q; l)$ 是循环的。

时域波形 $\mathbf{y}(q)$ 经过 FFT 转变成子载波频域信号 $\mathbf{Y}(q)$, 也就是

$$\mathbf{Y}(q) = \mathbf{F} \left[\sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L a_l \mathbf{x}_k(q; l) + \mathbf{n} \right] = \sqrt{N_c} \sum_{k=1}^K \mathbf{F} \mathbf{a} \odot \mathbf{d}_k + \mathbf{F} \mathbf{n} \quad (6)$$

$$\mathbf{a} = [a_1, \dots, a_L, 0, \dots, 0]^T \quad (7)$$

$$\mathbf{F} \mathbf{x}_k(q; 1) = \mathbf{d}_k \quad (8)$$

其中 \odot 表示两个向量的对应元素相乘。

3 信道估计

3.1 时域信道估计

时域信道估计, 即通过估计多径延时分布得到信道的传输特征。假设仅有用户 k , 第 s ($1 \leq s \leq L$) 径的幅度可通过 $\mathbf{y}_k(q)$ 和 $\mathbf{x}_k(q; s)$ 的相关来估计^[9]。此处我们研究多用户的情况, 以期望用户 1 为例, 有

$$\begin{aligned} \bar{\varphi}_1^s(q) &= \frac{\mathbf{x}_1(q; s)^H \mathbf{y}(q)}{N_c} = \frac{\mathbf{x}_1(q; s)^H \left(\sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L a_l \mathbf{x}_k(q; l) + \mathbf{n} \right)}{N_c} \\ &= \frac{\mathbf{x}_1(q; s)^H \sum_{l=1}^L a_l \mathbf{x}_1(q; l)}{N_c} + \frac{\mathbf{x}_1(q; s)^H \sum_{k=2}^K \sum_{l=1}^L a_l \mathbf{x}_k(q; l)}{N_c} \\ &\quad + \frac{\mathbf{x}_1(q; s)^H \mathbf{n}}{N_c} \\ &= |d_1^s|^2 a_s + \frac{\mathbf{x}_1(q; s)^H \sum_{k=2}^K \sum_{l=1}^L a_l \mathbf{x}_k(q; l)}{N_c} + \frac{\mathbf{x}_1(q; s)^H \mathbf{n}}{N_c} \quad (9) \end{aligned}$$

上式中的第 1 项包含我们想得到的 a_s , 第 2 项为多用户干扰, 第 3 项为噪声。此时从 $\bar{\varphi}_1^s(q)$ 中不能直接得到 a_s , 即 $\mathbf{a}' = \begin{bmatrix} \bar{\varphi}_1^1(q) \\ \vdots \\ \bar{\varphi}_1^L(q) \\ |d_1^1|^2, \dots, |d_1^L|^2, 0, \dots, 0 \end{bmatrix}^T \neq \mathbf{a}$ 。

由于各用户发送的信号相互独立, 且其期望值均为 0, 所以有

$$E \left[\frac{\mathbf{x}_1(q; s)^H \sum_{k=2}^K \sum_{l=1}^L a_l \mathbf{x}_k(q; l)}{N_c} \right] = 0, \text{ 且有 } E \left[\frac{\mathbf{x}_1(q; s)^H \mathbf{n}}{N_c} \right] = 0.$$

对时域信道估计 \mathbf{a}' 在整个导频部分(即 $q = 1, 2, \dots, N \cdot N_p/N_c$) 进行平均得到 $\bar{\mathbf{a}}'$, 这样可以很大程度地去除多址干

扰和噪声,然后对平均后的时域信道 $\bar{\mathbf{a}}'$ 进行频域变换就可以得到信道的频域特性,这里利用时间平均代替统计平均。

3.2 频域信道估计

在接收端,由式(6),经过解扩后的信号可以表示为

$$\mathbf{Y}'(m) = \sqrt{N_c} \mathbf{F} \mathbf{a} \odot \mathbf{s}_1 + \sqrt{N_c} \sum_{k=2}^K \mathbf{F} \mathbf{a} \odot \mathbf{s}_k (\mathbf{c}_1^T \mathbf{c}_k) + \mathbf{F} \mathbf{n}',$$

$$m = 1, 2, \dots, (N_p + N_d)/N_c \quad (10)$$

其中 $\mathbf{s}_k = [s_k^1, s_k^2, \dots, s_k^{N_c}]^T$ ($k = 1, 2, \dots, K$) 是用户 k 在发送端串并转换后的信号矢量(包括导频和数据), $\mathbf{c}_k = [c_k^1, c_k^2, \dots, c_k^N]^T$ 是用户 k 的扩频码, N 为扩频增益, \mathbf{n}' 为噪声。可以直接利用导频符号进行频域信道估计,也可以利用前面平均时域估计出来的信道对解扩以后的数据去除信道影响,再把判决后的数据符号作为已知的发送信号,经过映射和串并转换进行重构,然后在频域进行信道估计。可以近似得到

$$\mathbf{Y}'(m) = \sqrt{N_c} \mathbf{F} \mathbf{a} \odot \tilde{\mathbf{s}}_1 + \mathbf{I}, \quad m = 1, 2, \dots, (N_p + N_d)/N_c \quad (11)$$

其中 $\tilde{\mathbf{s}}_1$ 是重构的信号,通过检测和判决,可以使它去掉部分噪声和干扰,所以重构后得到的 $\tilde{\mathbf{s}}_1$ 比仅去除信道影响后得到的信号更接近 \mathbf{s}_1 , \mathbf{I} 表示干扰和噪声。

因此,可以得到频域信道估计

$$\tilde{\mathbf{g}}_2(m) = \frac{1}{\sqrt{N_c} |\tilde{\mathbf{s}}_1|^2} \mathbf{Y}'(m) \odot \tilde{\mathbf{s}}_1^* \quad (12)$$

其中 $\tilde{\mathbf{s}}_1 = [\tilde{s}_1^1, \tilde{s}_1^2, \dots, \tilde{s}_1^{N_c}]^T$, $*$ 代表共轭。

然后,根据式(12)估计出的信道在一帧(包括导频符号和数据符号)内进行平均(即 $m = 1, 2, \dots, (N_p + N_d)/N_c$),进一步滤除部分干扰和噪声,得到最终的信道估计,由得到的信道估计对解扩后的信号进行检测判决,恢复期望用户的原始信号。值得注意的是,直接采用导频进行频域信道估计的方法由于各支路的导频符号很少,所以不能采用平均的方法,即使进行平均,由于数据量极其有限,平均后的结果带有很大的偶然性,结果反而不理想。只有在时域估计迭代频域估计的这种方方法中,才适合采用平均。

4 仿真

本节对以上的信道估计方法进行仿真,采用 QPSK 调制,系统带宽为 2MHz,扩频序列采用长度为 31 的 Golden 序列,子载波数 N_c 为 16,用户数 $K = 4$,目标用户为用户 1,这里仅通过改变用户的幅度来改变多址干扰的值,所以简单定义多址干扰为 $\text{MAI}_k = 10 \lg A_k^2 / A_1^2$,取值为 $\text{MAI}_k = 5\text{dB}, 10\text{dB}, k = 2 \sim 4$, $\text{MAI} = \sum_{k=2}^K \text{MAI}_k$ 。采样速率为 2MHz,OFDM 符号有用时间为 $8 \mu\text{s}$,CP 时间为 $2 \mu\text{s}$,整个 OFDM 符号的持续时间为 $10 \mu\text{s}$,信道同第 2 节所述,采用 3 径的瑞利信道,信道为慢衰落信道,其最大多径时延扩展为 $1 \mu\text{s}$,多普勒频移为 0.5Hz,信噪比(SNR)定义为 OFDM 符号的功率和噪声的功率之比。为了便于表示,在图 2-图 8 中,本文把理想信道估计用 1 表示,频域信道估计的方法用 2 表示,平均时域信道估计用 3 表示,时域估计迭代频域估

计用 4 表示。

图 2、图 3 是当 $\text{MAI}=15\text{dB}$ 时根据前面提到的信道估计方法进行仿真得到的 BER 和 MSE(均方误差)性能曲线结果。从图 2 和图 3 中,可以看出采用平均时域信道估计取得的性能优于采用频域信道估计取得的性能,这表明平均时域信道估计能较大程度地去除多址干扰和噪声,从而可以取得较好的性能。在平均时域信道估计后再迭代一次平均频域信道估计,能进一步改善系统性能,使得系统性能几乎接近理想估计的性能。从图 3 中可以得到与图 2 相一致的结论。从图 3 中可以看到,采用平均时域估计得到的 MSE 低于采用频域估计得到的 MSE,同样地,时域估计继续迭代一次频域估计可以得到更好的 MSE 性能。

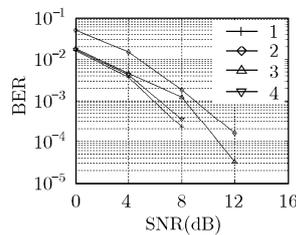


图 2 MAI=15dB 时各种估计方法的 BER 性能

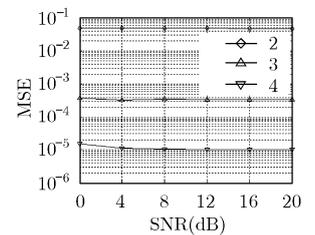


图 3 MAI=15dB 时各种估计方法的 MSE 性能

图 4,图 5 是 $\text{MAI}=30\text{dB}$ 时采用上述方法得到的 BER 和 MSE 性能,其结论与图 2 和图 3 中得到的类似。

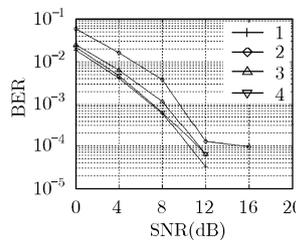


图 4 MAI=30dB 时各种估计方法的 BER 性能

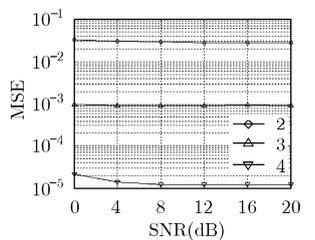


图 5 MAI=30dB 时各种估计方法的 MSE 性能

图 6、图 7 和图 8 分别比较了当 MAI 取值不同时同一种信道估计方法得到的性能,图 6 采用的是频域估计方法,图 7 采用的是平均时域估计方法,图 8 采用的是时域估计迭代

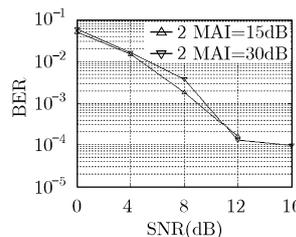


图 6 不同 MAI 时频域估计的 BER 性能

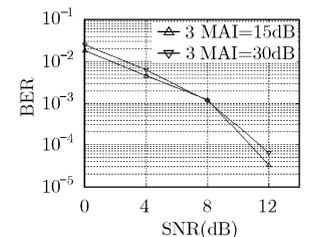


图 7 不同 MAI 时平均时域估计的 BER 性能

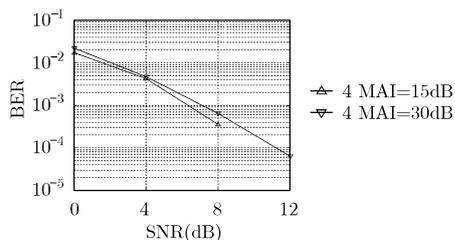


图 8 不同 MAI 时时频域估计的 BER 性能

频域估计的方法, 简称为时频域估计方法。从图 6~图 8 中可以看出当采用同一种信道估计方法时, 随着 MAI 的增加, 其 BER 性能下降, 这是很显然的, 多址干扰越大, 系统的 BER 性能自然会越差。

5 结束语

本文研究了多用户 MC DS-CDMA 系统中的时频域信道估计方法, 通过平均时域信道估计的方法比直接采用频域估计的方法能取得更好的性能, 然后在此基础上进一步进行频域信道估计, 可以得到接近理想估计的性能。本文研究的是慢变信道的情况, 对于信道变化较快的情况, 还有待进一步研究。

参考文献

- [1] Prasad R and Hara S. Overview of multicarrier CDMA. *IEEE Commun. Mag.*, 1997, 35(12): 126-133.
 - [2] DaSilva V M and Sousa E S. Performance of orthogonal CDMA codes for quasi-synchronous communication systems. Proc. of IEEE ICUPC'93, Ottawa, Canada, Oct. 1993: 995-999.
 - [3] Yang Lie-liang and Hanzo Lajos. Performance of broadband multicarrier DS-CDMA using space-time spreading-assisted transmit diversity. *IEEE Trans. on Wireless communications*, 2005, 4(3): 885-894.
 - [4] 居美艳, 酆广增. 一种联合均衡和多用户检测的SDCMA盲算法. 电子与信息学报, 2006, 28(8): 1403-1407.
Ju Mei-yan and Feng Guang-zeng. A blind joint equalization and multiuser detection SDCMA algorithm. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2006, 28(8): 1403-1407.
 - [5] 居美艳, 酆广增. MC DS-CDMA 系统中的常模盲检测方法. 通信学报, 2007, 28(3): 47-51.
Ju Mei-yan and Feng Guang-zeng. CMA blind detection for MC DS-CDMA systems. *Journal on Communications*, 2007, 28(3): 47-51.
 - [6] Guey Jiann-Ching. Channel estimation improvement for multi-carrier DS-CDMA. IEEE VTC 2003-Fall, Orlando, Florida, USA, 6-9 Oct. 2003, Vol.2: 1199-1203.
 - [7] Atarashi H, Abeta S, Sawahashi M, and Adachi F. Iterative decision-directed path search and channel estimation for multi-carrier/DS-CDMA Broadband packet wireless access. IEEE Proc. of VTC 2000-Spring, Tokyo, Japan, 15-18 May 2000, Vol.1: 420-424.
 - [8] Hara Y, Taira A, and Sekiguchi T. Performance of channel estimation techniques for MC-CDMA systems. IEEE VTC 2003-Spring, Jeju Island, Korea, 22-25 April 2003, Vol.3: 2115-2119.
 - [9] Ju Meiyang and Feng Guangzeng. A novel channel estimation scheme in MC DS-CDMA systems. Proceedings of ICC2004, Beijing, China, 2004: 803-808.
 - [10] Jakes W C. *Microwave Mobile Communications*. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1974: 65-76.
- 居美艳: 女, 1979年生, 讲师, 从事移动通信与通信信号处理方面的研究。
冉明: 男, 1979年生, 高级工程师, 现从事3G移动通信方面的研究。