

一种基于导频设计的 M MO-OFDM 载波 频偏估计方法

谢玉堂^{1,2}, 姚 瑶²

(1 中国科学技术大学, 安徽合肥 230027; 2 中兴通讯上海研发中心, 上海 201203)

摘 要: 在多输入多输出-正交频分复用(M MO-OFDM)系统中载频同步是个关键问题. 考虑在该类系统中, 存在着多个不同的载波频偏这个具有普遍适应性的模型, 为了估计多个不同的频偏, 提出了一种导频设计方案-子波段方法, 将多个频偏的估计问题转换为一组单个频偏估计问题, 从而降低了复杂度, 同时可以有效地抑制载波间干扰和天线间干扰, 提高载波频偏估计性能.

关键词: 多输入多输出-正交频分复用; 频偏估计; 子波段方法

中图分类号: TN929.53 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2006)01-0110-04

Carrier Frequency Offset Estimation in M MO-OFDM Systems Based on Pilots Design

X E Yu-tang^{1,2}, YAO Yao²

(1 University of Science and Technology of China, H fei Anhui 230027, China;

2 Shanghai R&D Center ZTE Corporation, Shanghai 201203, China)

Abstract The problems of carrier synchronization in M MO-OFDM communications system are investigated in the paper. Based on a general model where multiple frequency offsets exist between transmit and receive antennas, a special pilot allocation scheme-sub-band method for the estimation of multiple different frequency offsets is proposed to convert the problem of multiple frequency offsets estimation into a set of single frequency offset estimation problems which can reduce the complexity. Meanwhile this method is effective in suppressing the inter-carrier interference (ICI) and multi-antenna interference (MAI) and therefore improves the estimation performance.

Key words M MO-OFDM; frequency offset estimation; sub-band method

1 引言

M MO 技术可以大大提高系统容量和频谱利用率, 目前已经引起了无线通信业内的广泛关注. 最初的 M MO 系统大部分都是假设在窄带环境下的, 即平坦衰落信道环境. 但对于宽带环境, 多径的影响使 M MO 的性能大为下降, 这就限制了它在宽带无线系统中的应用. OFDM 是一种多载波调制技术, 其中每个子载波都为窄带, 可以认为每个子载波上的信道是平坦衰落的, 因此 OFDM 具有很强的抗多径衰落能力. 将 M MO 和 OFDM 进行结合形成的 M MO-OFDM, 对下一代宽带无线系统而言是一种非常具有吸引力的解决方案^[1,2].

在 M MO-OFDM 系统中, 因多天线阵列结构而引入了复杂的同步问题. 由于每个天线上的频率振荡器的差异和

多普勒影响的不同, 使得每一对发送天线和接收天线之间存在着不同的载波频偏, 这样在 M MO-OFDM 系统中, 我们需要估计出多个载波频偏. 频偏的存在破坏了各个子载波之间的正交性, 从而产生了载波间干扰 (ICI). 因此, 为了使 M MO-OFDM 系统能达到我们希望的性能, 有效的频偏估计方法是非常重要的.

对于常规的单输入单输出 (SISO) 系统中的载频同步问题, 已经有大量的研究成果. 但由于 SISO 系统中只需要估计一个频偏, 因此, 所有的这些同步方法都不能直接被应用到 M MO-OFDM 系统中. 到目前为止, 有一些学者开始研究 M MO-OFDM 系统中的频偏估计问题^[3,4], 但大多是基于只存在一个频偏这个假设上的, 在实际应用中并不适用. 而 M MO 系统中的频偏估计方法^[5-7]都是平坦衰落信道环境下给出的, 一旦考虑宽带多径环境, 这些方法对

于多径干扰都很敏感,不能满足 M MO-OFDM 系统的需求.

本文根据 M MO-OFDM 系统本身的一些特性,设计出一种导频结构,对不同的天线,分配独立的、不重叠的子波段,将一个多频偏估计问题分解成多个单频偏估计问题,从而高效地对多天线干扰进行抑制.然后,为了消除信道响应中零响应的影响,在不同的 OFDM 导频符号里变换每个天线对应的子波段,进一步改善性能.

下面的内容是这样安排的,第 2 部分给出了 M MO-OFDM 系统的信号模型,在第 3 部分详细描述了导频设计方法,第 4 部分是实验结果,最后在第 5 部分给出了结论.

2 M MO-OFDM 系统信号模型

本文所用的 M MO-OFDM 系统模型如图 1 所示.它有 M 个发射天线、 N 个接收天线、 Q 个子载频.在实际系统中,如 IEEE802.11a 和 Hyperlan/2 中定义的,一帧数据中的前面 B 个 OFDM 符号是导频符号.第 m 个发射天线在第 b 个 OFDM 符号上传输的信号为 $a_{m,b} = [a_{m,b}(0), a_{m,b}(1), \dots, a_{m,b}(Q-1)]^T$,对它进行 Q 点 IFFT,得到 m 个天线上发送的第 i 个信号为

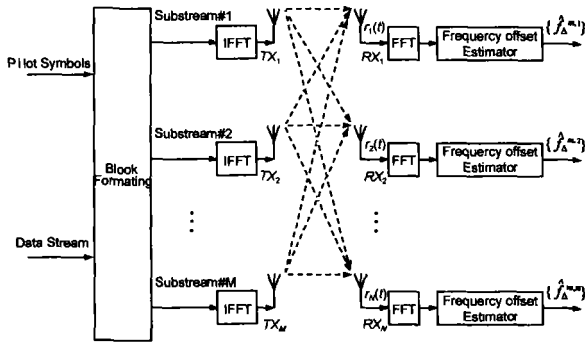


图 1 M MO-OFDM 系统框图

$$s_{n,b}(i) = \frac{1}{\sqrt{Q}} \sum_{q=0}^{Q-1} a_{m,b}(q) e^{j2\pi i \hat{f}_\Delta^{(m,n)}} \quad i = 0 \dots, Q-1 \quad (1)$$

发送前,将 FFT 输出的最后 K 个信号进行复制并作为循环前缀(CP)以减少符号间干扰.循环前缀的时间长度需要大于多径信道的最大延时.这里假设信道在一帧里是不变的.接收端首先去 CP,得到的基带信号为:

$$r'_{n,b}(i) = \frac{1}{\sqrt{Q}} \sum_{m=1}^M e^{j2\pi \hat{f}_\Delta^{(m,n)}(i+(b-1)(Q+K))} \cdot \sum_{q=0}^{Q-1} h_{m,n}(q) a_{m,b}(q) e^{j2\pi i \hat{f}_\Delta^{(m,n)}} + \eta_{n,b}(i) \quad i = 0 \dots, Q-1 \quad (2)$$

$h_{m,n}(q)$ 为是发射天线 m 到接收天线 n 在第 q 个子载频时的冲击响应, $h_{m,n}(q) = \sum_{l=1}^L h(l) e^{j2\pi l q / Q}$, L 为多径信道的个数. $f_\Delta^{(m,n)}$ 是第 m 个发送天线和第 n 个接收天线之间的频偏,它的变化相对于观察时间是缓慢的. $\eta_{n,b}(i)$ 是均值 0 方差为 σ^2 的加性高斯白噪声(AWGN).对式(2)进行 FFT,

得到在子载波 q' 上的接收信号是

$$R'_{n,b}(q') = \frac{1}{Q} \sum_{m=1}^M e^{j2\pi \hat{f}_\Delta^{(m,n)}(b-1)(Q+K)} \cdot \sum_{q=0}^{Q-1} h_{m,n}(q) a_{m,b}(q) \sum_{i=0}^{Q-1} e^{j2\pi i (f_\Delta^{(m,n)} + q - q') / Q} \xi_{n,b}(q') \quad (3)$$

其中 $\xi_{n,b}(q') = \frac{1}{\sqrt{Q}} \sum_{i=0}^{Q-1} \eta_{n,b}(i) e^{-j2\pi i q' / Q}$ 也是均值 0 方差为 σ^2 的加性高斯白噪声.

定义载波间干扰系数 $I(f_\Delta^{(m,n)} + q - q')$ 为

$$I(f_\Delta^{(m,n)} + q - q') = \frac{\sin(\pi(f_\Delta^{(m,n)} + q - q'))}{Q \sin(\pi(f_\Delta^{(m,n)} + q - q') / Q)} \cdot e^{j\pi(1-1/Q)(f_\Delta^{(m,n)} + q - q')} \quad q = 0, 1, \dots, Q-1 \quad (4)$$

不失一般性地将 $f_\Delta^{(m,n)}$ 设为我们要估计的频偏,式(3)就变成

$$R'_{n,b}(q') = e^{j2\pi \hat{f}_\Delta^{(m,n)}(b-1)(Q+K)} h_{m,n}(q') a_{m,b}(q') I(f_\Delta^{(m,n)} + q - q') + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq m}}^M e^{j2\pi \hat{f}_\Delta^{(m,n)}(b-1)(Q+K)} \sum_{q=0}^{Q-1} h_{m,n}(q) a_{m,b}(q) I(f_\Delta^{(m,n)} + q - q') + e^{j2\pi \hat{f}_\Delta^{(m,n)}(b-1)(Q+K)} \sum_{q=0}^{Q-1} h_{m,n}(q) a_{m,b}(q) I(f_\Delta^{(m,n)} + q - q') + \xi_{n,b}(q') \quad (5)$$

这样,式(5)右边第一项就是有用信息,第二项为多天线干扰(MAI),第三项是同一天线上的载波间干扰.我们需要从第一项中将 $f_\Delta^{(m,n)}$ 提取并估计出来.

3 基于子波段的导频设计方法

首先,我们将介绍一些对我们设计 M MO-OFDM 系统中导频信号有帮助的 OFDM 技术特性.考虑最简单 SISO-OFDM 的情况,即 $M = N = 1$ 这种情况下,只有一个频偏 $f_\Delta^{(1,1)}$ 存在,假设 $\hat{f}_\Delta^{(1,1)}$ 是 $f_\Delta^{(1,1)}$ 的估计值,在接收信号上进行频偏补偿,得到的在子载波 q' 补偿后的信号为

$$R'_{1,b}(q') = \frac{1}{\sqrt{Q}} \sum_{i=0}^{Q-1} \left(r'_{1,b}(i) e^{-j2\pi \hat{f}_\Delta^{(1,1)}(i+(b-1)(Q+K))} \right) e^{-j2\pi i q' / Q} = \frac{1}{Q} \sum_{i=0}^{Q-1} e^{j2\pi (f_\Delta^{(1,1)} - \hat{f}_\Delta^{(1,1)})(i+(b-1)(Q+K))} \cdot \sum_{q=0}^{Q-1} h_{1,1}(q) a_{1,b}(q) e^{j2\pi i (q - q') / Q} + \xi_{1,b}(q') = e^{j2\pi (f_\Delta^{(1,1)} - \hat{f}_\Delta^{(1,1)})(b-1)(Q+K)} h_{1,1}(q') a_{1,b}(q') I(f_\Delta^{(1,1)} - \hat{f}_\Delta^{(1,1)}) + e^{j2\pi (f_\Delta^{(1,1)} - \hat{f}_\Delta^{(1,1)})(b-1)(Q+K)} \cdot \sum_{\substack{q=0 \\ q \neq q'}}^{Q-1} h_{1,1}(q) a_{1,b}(q) I(f_\Delta^{(1,1)} - \hat{f}_\Delta^{(1,1)}) + q - q' + \xi_{1,b}(q') \quad (6)$$

根据载波间干扰系数的性质,当 $f_\Delta^{(1,1)} = \hat{f}_\Delta^{(1,1)}$,式(6)右边第一项就变成了 $h_{1,1}(q') a_{1,b}(q')$.在没有噪声的情况下,假设不是所有的 $h_{1,1}(q)$ 和 $a_{1,b}(q)$ 都等于 0 如果我们令 $a_{1,b}(q')$ 为 0 式(6)就变成了 0 当且仅当 $f_\Delta^{(1,1)} = \hat{f}_\Delta^{(1,1)}$,

这样使 $|R'_{(1b)}(q')|^2$ 为 0 时的 $f_{\Delta}^{(1,1)}$ 就是我们希望得到的估计值. 相应地, 当有噪声存在的情况下, $f_{\Delta}^{(1,1)}$ 可以通过最小化 $|R'_{(1b)}(q')|^2$ 得到.

上面的例子已经告诉了我们如何在 SISO-OFDM 系统中估计频偏, 现在回到 MIMO-OFDM 系统, 由于多个频偏的存在而引起的 MAI 使频偏估计问题变得复杂, 观察式 (5), 如果没有 MAI 那问题就变得和 SISO-OFDM 一样了.

为了尽量减小 MAI 的影响, 利用 CI 系数的性质: 当 $q = q'$ 时, $I_{m,n}(f_{\Delta}^{(m,n)} + q - q')$ 取得最大值; 随着 q 与 q' 之间的间隔增大, 该值渐近减小至 0. 我们首先采用了子波段方法, 即将 Q 个子载波分成 M 个子波段, 每个发射机在传输导频信号的时候只占用其中一个子波段. 这种分配方法可以大大减少不同天线带来的 MAI 影响. 在这个基础上, 为了进一步减少 MAI 在每个子带的末尾保留若干个不传输信号的子载波. 在每个子波段中, 我们采用周期性地在导频中插入 0 来取代 [8] 中连续性填 0 的方法, 这样我们可以定义 $f_{\Delta}^{(m,n)}$ 的代价函数,

$$F_{m,n}(f_{\Delta}^{(m,n)}) = \sum_{q \in Q_m} \|R'_{nb}(q')\|^2 \quad (7)$$

由于无法直接推导出解析式, 通过最小化式 (7), 我们就可以得到 $f_{\Delta}^{(m,n)}$. 图 2 给出了在几种不同 0 导频放置方法下的代价函数, 分别为本文给出的方法, 文献 [8] 中在末尾和中间

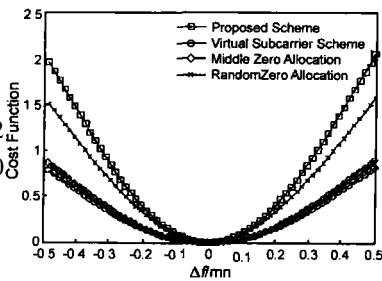


图 2 不同 0 导频放置方法下代价函数性能比较

连续填 0 的方法, 随机插 0 的方法. 可以看出, 本文给出的方法对于 $\Delta f^{(m,n)} = f_{\Delta}^{(m,n)} - f_{\Delta}^{(m,n)}$ 是最敏感的, 而敏感的曲线得到的频偏估计更精确. 这点在下一部分的试验结果也得到验证.

在实际情况下, 可能在某一个子波段中信道衰落特别强, 这样对应于这个子波段的频偏就不可避免地会受到影响而得不到较好的估计. 为进一步改善性能, 我们在连续的几个 OFDM 导频符号间采用了跳变的方式. 即对第 m 个发射机, $m = 1, 2, \dots, M$, 其发射内容为: 当 $b = 1$ 时, 为子波段 S_m 分派给第 m 个发射机; $b > 1$ 时, 如果, $(m + b - 1) \cdot \text{mod} M \neq 0$ 为 $S_{(m+b)\text{mod} M}$; 否则, 为 S_M .

4 仿真结果

这部分主要是通过仿真来验证本文给出的方法的性能. 为了清楚地表述, 同时也不失一般性, 我们只显示 $f_{\Delta}^{(1,1)}$ 的结果. 仿真中 SNR 从 0dB 到 20dB, 对每一个 SNR 值, 进行 1000 次 Monte Carlo 试验, M 为 4, 频偏分别为 {0.15, 0.1, 0.2, 0.25}, B 为 8, Q 为 64, 每个子带中的保留子载波个数 N_{guard} 和插入的 0 的个数取为 4.

图 3 比较了没有跳变的情况下, 本文中的方法与传统

的连续 0 载频方法进行了比较. 很明显, 即使在 M 大于 1 时, MAI 存在的情况下, 本文的方法得到的性能要好于连续 0 载频方法, 这说明了子波段方法对于 MIMO-OFDM 系统中多天

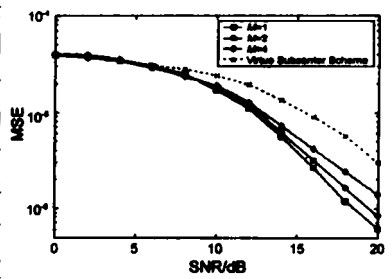


图 3 不跳变的子波段方法性能比较

线干扰有很好的抑制效果. 同时, 从图 3 也可以看到随着天线个数的增加, 频偏估计的性能有所下降.

图 4 在不同的 OFDM 符号间采用了跳变, 与图 3 进行比较发现, 采用跳变方法, 在多天线的情况下, 频偏估计性能改善比较明显, 使得在不同的天线个数下得到的频偏估计的 MSE 趋于相同.

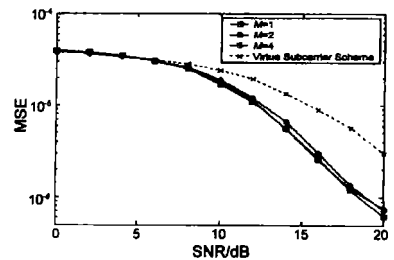


图 4 跳变的子波段方法性能比较

5 结论

本文针对 MIMO-OFDM 系统中的频偏估计问题, 提出了一种导频设计方案. 通过对不同的天线, 分配独立、不重合的子波段, 该方法将一个多频偏估计问题分解成多个单频偏估计问题, 有效地抑制了载波间干扰和天线间干扰. 计算机仿真结果表明本文提出的方法与传统的方法相比提高了载频频偏估计的精度, 从而改善了 MIMO-OFDM 系统中载波同步的性能.

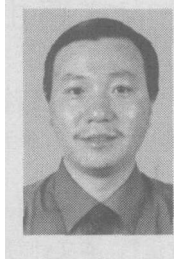
参考文献:

- [1] H. Bolcskei, D. Gesbert, A. J. Paulraj, On the capacity of OFDM-based spatial multiplexing systems [J]. IEEE Trans Commun, 2002, 50: 225-234.
- [2] H. Bolcskei, M. Bognann, A. J. Paulraj, Impact of the propagation environment on the performance of space-frequency coded MIMO-OFDM [J]. IEEE J Select Areas Commun, 2003, 21: 427-439.
- [3] A. N. Mody, G. L. Stuber, Synchronization for MIMO OFDM systems [A]. Proc IEEE Globecom, 2001: 509-513.
- [4] A. V. Zelst, T. C. W. Schenk, Implementation of a MIMO-OFDM-based wireless LAN system [J]. IEEE Trans Signal Processing, 2004, 52: 483-494.
- [5] H. M. Karkhancheh, E. A. Fain, B. C. Levy, An investigation of

carrier recovery techniques for space-time coded M MO wireless systems[J]. Proc IEEE WCNC, 2002: 454-458

- [6] O Besson, P Stoica. On parameter estimation of M MO flat-fading channels with frequency offsets[J]. IEEE Trans Signal Processing, 2003, 51: 602-613
- [7] H Liu, U Tureli. A high efficiency carrier estimator for OFDM communications[J]. IEEE Commun Lett, 1998, 2: 104-106

作者简介:



谢玉堂 男, 1962年生于湖南, 中国科学技术大学博士研究生, 中兴通讯股份有限公司研究员, 中国电子学会高级会员, 主要研究方向为新一代无线通信系统及关键技术. E-mail: ytk@zte.com.cn

姚瑶 女, 1974年出生于安徽, 香港大学工程学院电机与电子工程系通信专业博士, 现从事下一代移动通信关键技术研究.

(上接第 154页)

参考文献:

- [1] JT-G050(ITU-T Rec.H. 264/ISO/IEC 14496-10), Final draft international standard of joint video specification [S].
- [2] Wegand T, Gary J, Sullivan G J, et al. Overview of the H. 264/AVC video coding standard[J]. IEEE Trans on Circuits and Systems for Video Technology, 2003, 13(7): 560-576
- [3] Pan Feng, Lin Xiao, et al. Fast mode decision for intra prediction [A]. JT-G013 in ISO/IEC JTC1/SC29/WG11 and ITU-T SG16 Q. 6, JVT 7th Meeting [C]. Pattaya Thailand IEEE, March 2003
- [4] Meng Bojun, Au O C, et al. Efficient intra-prediction mode selection for 4×4 blocks in H. 264 [A]. In ICME 03 Proceedings of the 2003 International Conference on Multimedia and Expo [C]. Baltimore, Maryland IEEE, 2003: 521-524
- [5] Chia-Yuan Teng. An improved block prediction mode for H. 264/AVC intra-frame prediction [A]. In Proceedings of Data Compression Conference [C]. Snowbird Utah IEEE, 2004: 569-569
- [6] Jeon B, Lee J. Fast mode decision for H. 264 [A]. In ISO/IEC JTC1/SC29/WG11 and ITU-T SG16 Q. 6 JVT 10th Meeting [C]. Waikoloa Hawaii IEEE, December 2003
- [7] Changsung K, Qing L, Jay K. Fast intra-prediction model selection for H. 264 codec [A]. In SPIE International Symposium ITCOM 2003 [C]. Orlando Florida IEEE, July 2003