



论 文

分布式 MIMO-OFDM 系统训练序列设计及 时频同步方案

郭漪*, 葛建华, 刘刚

西安电子科技大学综合业务网国家重点实验室, 西安 710071

* 通信作者. E-mail: guoyi402@163.com

收稿日期: 2009-08-02; 接受日期: 2009-10-07

高等学校学科创新引智计划 (批准号: B08038)、长江学者和创新团队发展计划 (批准号: IRT0852)、国家通信领域重大专项 (批准号: 2009ZX03002-003)、广东省 — 国家自然科学基金委联合基金 (批准号: U0635003) 和中央高校基本科研业务费专项资金 (批准号: JY10000901012, JY10000901016) 和 ISN 国家重点实验室自主研究课题创新人才基金 (批准号: JYISN1003004) 资助项目

摘要 在分布式 MIMO-OFDM 系统中, 不同收发天线对之间信号的时间延迟和频率偏移均不相同, 因而同时估计各个收发天线对之间的定时和频率偏移是分布式 MIMO-OFDM 系统同步最具挑战性的部分之一. 本文通过在时域对各发射天线的本原训练序列用具有良好互相关的伪随机序列加权, 提出了一种适用于分布式 MIMO-OFDM 系统时频同步的新的训练序列及相应的时频同步方案. 它首先利用伪随机加权序列的良好自相关和互相关性特性以及本原训练序列的分段共轭对称性估计各收发天线对之间的定时偏移, 然后利用本原训练序列中的重复短序列进行迭代频率偏移估计. 理论分析与仿真结果表明, 相比传统方案, 该方案不仅能够更好地估计出所有收发天线对之间的定时偏移, 而且还能够同时估计出所有收发天线对之间的频率偏移.

关键词

MIMO-OFDM

训练序列

定时同步

频率同步

1 引言

随着人们对高速、多媒体数据业务需求的日益增长, 未来无线移动通信越来越需要提高系统的传输速率以及频带利用率, 多输入多输出 — 正交频分复用 (multi-input multi-output orthogonal frequency-division multiplexing: MIMO-OFDM) 技术^[1~4]正是解决这一问题的有效手段之一. 它将空间分集、频率分集以及时间分集有机地结合在一起, 大大提高了无线通信的信道容量以及抗衰落能力, 必将成为新一代移动通信 (B3G, 4G) 的核心技术. 但是, MIMO-OFDM 技术的诸多优点建立在完好同步的基础之上, 非理想的同步会严重影响 MIMO-OFDM 系统的性能. 因此, 如何针对不同的信道进行各种非理想同步参数的估计是 MIMO-OFDM 系统设计的关键.

目前, 有关 MIMO-OFDM 系统同步的文献有很多^[5~14], 但它们大都假设所有发射天线到达所有接收天线的时间延迟和频率偏移均相同^[5~9], 或者时间延迟相同而频率偏移不同^[10], 或者频率偏移相同而时间延迟不同^[11]. 但是在分布式 MIMO-OFDM 系统中不同发射天线与同一接收天线间信号

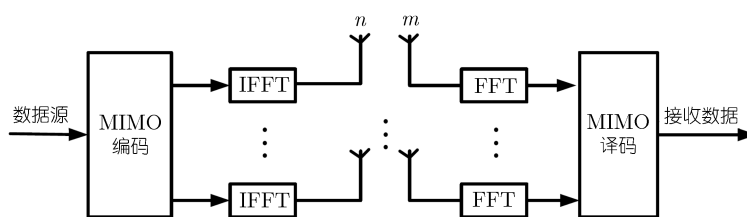


图 1 MIMO-OFDM 系统框图

的时间延迟和频率偏移均不相同, 因此分布式 MIMO-OFDM 系统时频同步必须分别估计出各个收发天线对之间的定时和频率偏移. 文献 [13,14] 仅讨论了分布式 MIMO-OFDM 系统中的定时同步, 而没有讨论频率同步. 本文提出一种适用于分布式 MIMO-OFDM 系统的训练序列及相应的时频同步方案, 理论分析与仿真结果表明, 相比传统方案, 它不仅能够更好的估计出所有收发天线对之间的定时偏移, 而且还能够同时估计出所有收发天线对之间的频率偏移.

2 系统模型

考虑如图 1 所示的 MIMO-OFDM 系统, 图中基站采用 n 个发射天线, 移动终端采用 m 个接收天线, 信息数据流送入信道编码器后分为 n 路并行数据流, 然后分别经过 IFFT 调制单元, 最后由 n 个天线同时发送出去.

假设 MIMO-OFDM 子载波数为 N , 循环前缀长度为 N_g , 则第 i 个发射天线发送 OFDM 符号的复基带采样数据可表示为

$$x_i(s) = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} X_{i,k} \cdot e^{j2\pi ks/N}, \quad -N_g \leq s \leq N-1, \quad (1)$$

式中 $X_{i,k}$ 为第 i 个发射天线、第 k 个子载波上的调制数据. 进一步假设系统收发两端采样钟完全同步仅存在定时和频率偏移, 则天线 j 接收到的复基带信号为

$$r_j(s) = \sum_{i=1}^n e^{j2\pi s f_{ij}/N} \cdot \sum_{l=0}^{L_{ij}-1} h_{ij}(l) \cdot x_i(s - \varepsilon_{ij} - \tau_{ij}^l) + \eta_j(s), \quad (2)$$

式中, L_{ij} 为发射天线 i 和接收天线 j 间信道响应的路径总数, $h_{ij}(l)$ 为第 l 条路径的复增益, τ_{ij}^l 为用采样周期归一化的路径时延, f_{ij} 为用子载波间隔归一化的载波频偏, ε_{ij} 为用采样周期归一化的符号定时偏移, $\eta_j(s)$ 为第 j 个接收天线上均值为 0, 方差为 σ^2 的加性高斯白噪声.

特别指出, 与集中式 MIMO-OFDM 不同, 这里各发射天线到达接收天线的时延 ε_{ij} 和频率偏移 f_{ij} 均不相同, 因此分布式 MIMO-OFDM 时频同步的主要任务就是估计各个收发天线对之间的定时偏移 ε_{ij} 和频率偏移 f_{ij} .

3 分布式 MIMO-OFDM 系统中的时频同步

3.1 训练序列设计

在传统 OFDM 训练序列辅助的时频同步中 [15~19], 训练序列的设计方法分为两种: 一种是采用共轭对称训练序列 [15] 或由不同符号短序列构成的训练序列 [16,17], 它们消除了定时偏移估计函数的

平顶, 提高了定时精度, 但是由于训练结构中数据间隔的限制, 其频率偏移估计范围均较小; 另一种是采用重复短序列构成的训练符号^[18,19], 它们扩大了频率偏移估计范围, 但是由于序列的重复性, 这类方法的定时偏移估计误差较大. 为了同时获得好的定时偏移估计性能和大的频偏估计范围, 并考虑分布式 MIMO-OFDM 系统的时频同步特点, 本文通过引入信号预处理提出一种适用于分布式 MIMO-OFDM 系统时频同步的伪随机加权训练序列, 其各发射天线上的本原训练序列在频域各个子载波上发送的数据矢量均为

$$C_{\text{propose}} = [\underbrace{0, \dots, 0}_{n_f}, \dots, c_{2^L m}, 0, \dots, c_{2^L(m+1)}, 0, \dots, c_{2^L(m+l)}, \dots, \underbrace{0, \dots, 0}_{n_h}], \quad (3)$$

其中, $c_{2^L m}, c_{2^L(m+1)}, \dots, c_{2^L(m+l)}$ 为实数, 前面 n_f 及后面 n_h 个零为保护频带. 相对应, 训练序列的时域采样数据为

$$x_k = \sum_{h=0}^{N-1} c_h \cdot e^{j2\pi k h/N} = \sum_{n=0}^l c_{2^L(m+n)} \cdot e^{j2\pi k 2^L(m+n)/N}, \quad 0 \leq k \leq N-1. \quad (4)$$

由于 $c_{2^L m}, c_{2^L(m+1)}, \dots, c_{2^L(m+l)}$ 取值为实数, 则

$$\begin{aligned} x_{k+s \cdot N/2^L} &= \sum_{n=0}^l c_{2^L(m+n)} \cdot e^{j2\pi(k+s \cdot N/2^L)2^L(m+n)/N} \\ &= \sum_{n=0}^l c_{2^L(m+n)} \cdot e^{j2\pi k 2^L(m+n)/N} = x_k, \\ s &= 0, 1, \dots, 2^L - 1; \quad k = 0, 1, \dots, N/2^L - 1. \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} x_{s \cdot N/2^L + N/2^L - k}^* &= \left(\sum_{n=0}^l c_{2^L(m+n)} \cdot e^{j2\pi(s \cdot N/2^L + N/2^L - k)2^L(m+n)/N} \right)^* \\ &= \sum_{n=0}^l c_{2^L(m+n)} \cdot e^{-j2\pi(s \cdot N/2^L + N/2^L - k)2^L(m+n)/N} \\ &= \sum_{n=0}^l c_{2^L(m+n)} \cdot e^{j2\pi k 2^L(m+n)/N} = x_k = x_{s \cdot N/2^L + k}, \\ s &= 0, 1, \dots, 2^L - 1; \quad k = 0, 1, \dots, N/2^{L+1} - 1. \end{aligned} \quad (6)$$

从而说明本原训练序列包含 $M = 2^L$ 个相同部分, 且每部分均具有共轭对称性, 其结构如图 2 所示, 图中 E 部分的数据与 F 部分的数据共轭对称.

为了估计不同收发天线对之间的定时和频率偏移, 对各个发射天线的本原训练序列在时域用具有良好互相关性的伪随机序列进行加权, 从而构成适用于分布式 MIMO-OFDM 系统时频同步的训练序列, 如图 3 所示. 图中, $p_{i,0}, p_{i,1}, \dots, p_{i,2M-1}, i = 1, 2, \dots, n$ 为 n 个具有良好互相关性的伪随机加权序列, 其中 $p_{i,j} (i = 1, 2, \dots, n, j = 0, 1, \dots, 2M-1)$ 取值为 $+1$ 或 -1 .

3.2 定时偏移估计算法

利用上述训练序列中本原序列的分段共轭对称性以及伪随机加权序列的良好自相关和互相关特性, 定义发射天线 i 和接收天线 j 之间的符号定时偏移估计函数为

$$M_{ij}(s) = \frac{|p_{ij}(s)|^2}{(R_j(s))^2}, \quad (7)$$

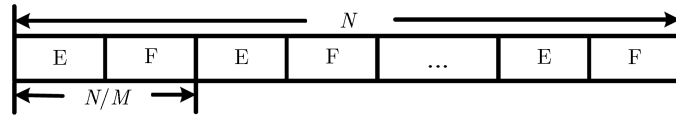


图 2 本原训练序列结构示意图

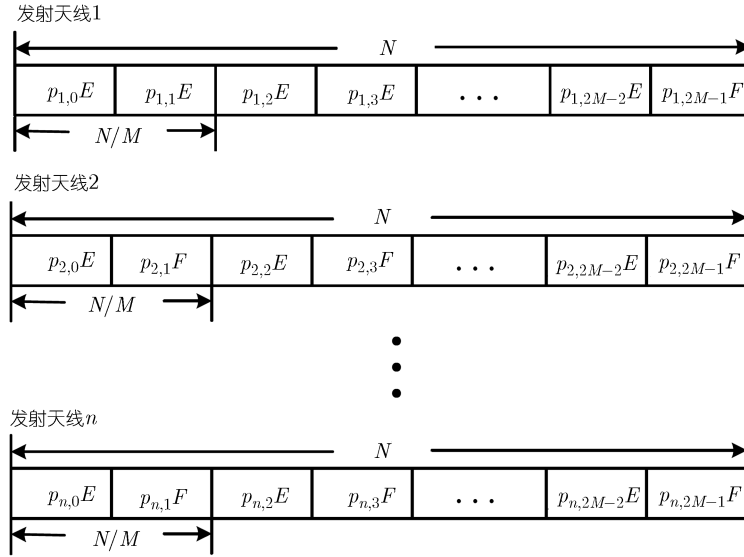


图 3 分布式 MIMO-OFDM 系统训练序列结构示意图

其中

$$p_{ij}(s) = \sum_{h=0}^{M-1} p_{i,h} p_{i,2M-1-h} \sum_{k=1}^{N/M/2-1} r_j(s + h \cdot N/M/2 + k) \cdot r_j(s + N - h \cdot N/M/2 - k), \quad (8)$$

$$R_j(s) = \frac{1}{2} \sum_{h=0}^{M-1} \sum_{k=1}^{N/M/2-1} (|r_j(s + h \cdot N/M/2 + k)|^2 + |r_j(s + N - h \cdot N/M/2 - k)|^2), \quad (9)$$

则发射天线 i 和接收天线 j 之间的定时偏移估计为

$$\hat{\varepsilon}_{ij} = \arg \max_s (M_{ij}(s)). \quad (10)$$

需要指出, 由于采用的 PN 序列自身良好的自相关性以及本原训练序列的分段共轭对称性, 使得符号定时偏移估计函数在训练序列正确起始点处的峰值远大于其它点, 同时由于 PN 序列间具有良好的互相关性, 减小了各个发射天线间信号的相互干扰, 从而利用 (10) 式能够良好地估计出各个收发天线对之间的符号定时偏移。

图 4 给出了理想无失真信道下传统方案^[13]和本文提出方案的定时偏移估计函数曲线 (由于传统方案^[13,14]定时偏移估计函数曲线均呈山峰状, 变化缓慢, 这里仅以文献 [13] 作为参考)。仿真中假设 MIMO-OFDM 系统采用 2 个发射天线、1 个接收天线, 两发射天线到达接收天线的时延差为 25 μ s; OFDM 带宽为 2.048 MHz, 包含 2048 个子载波, 循环前缀长度 $N_g=128$, 本文方案本原训练序列由 $M=4$ 个相同部分组成, 文献 [13] 方案选取参数 $L_{sp}^1=512$, $L_{sp}^2=511$ 。从图中可以看出, 文献 [13] 方案定时偏移估计函数曲线变化缓慢, 而本文提出方案的定时偏移估计函数曲线尖锐, 具有类似理想冲激函数的形状, 因此具有更好的定时偏移估计性能, 与上文理论分析相一致。

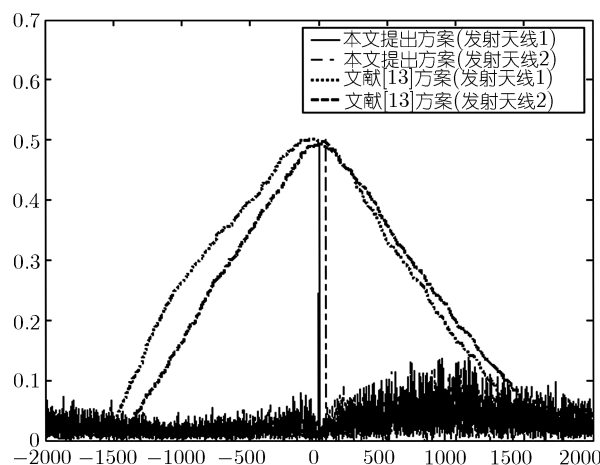


图 4 定时偏移估计函数比较

3.3 频率偏移估计算法

获得发射天线 i 和接收天线 j 之间正确的训练序列起点后, 为了进一步估计频率偏移 f_{ij} , 需要对训练序列进行去除伪随机加权因子处理, 即

$$r'_{ij}(s) = p_{i,I(s)} r_j(s), \quad s = 0, 1, \dots, N-1, \quad (11)$$

其中 $I(s) = \lfloor \frac{s}{N/M/2} \rfloor$, $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整. 由于 $r'_{ij}(s)$ 包含多个重复序列, 我们可以利用它来进行频率偏移估计. 需要指出, 频偏估计范围和精度会受数据间隔的限制, 即采用间隔较小的重复序列, 频偏估计范围大, 但是估计精度低; 而采用间隔较大的重复序列, 估计精度高但估计范围小. 于是, 为了同时获得高的频偏估计精度和大的频偏估计范围, 下文提出一种迭代频率偏移估计方法.

首先利用训练序列 $r'_{ij}(s), s = 0, 1, \dots, N-1$ 中间隔最短的重复序列 (由图 2 易知, 设计的训练结构中重复序列的最短间隔为 N/M), 基于最大似然 (maximum likelihood, ML) 估计思想^[20] 进行频率粗同步:

$$\hat{f}'_{ij} = \frac{M}{2\pi} \text{angle} \left\{ \sum_{h=1}^{M-1} \sum_{s=0}^{N/M-1} (r'_{ij}(s + (h-1)N/M))^* \cdot r'_{ij}(s + hN/M) \right\}, \quad (12)$$

并将估计出的频率偏移 $\hat{f}'_{ij}$ 反馈给发射天线 i 进行频率偏移预校正, 然后利用校正后的训练序列中间隔最长的重复序列 (由图 2 知, 设计的训练结构中重复序列的最长间隔为 $N/2$), 同样基于最大似然估计思想进行频率细同步:

$$\hat{f}''_{ij} = \frac{1}{\pi} \text{angle} \left\{ \sum_{s=0}^{N/2-1} (r''_{ij}(s))^* \cdot r''_{ij}(s + N/2) \right\}, \quad (13)$$

其中 $r''_{ij}(s), s = 0, 1, \dots, N-1$ 为校正后训练序列在接收端去除加权因子后的输出.

需要指出, 这里总的频率偏移估计精度由第 2 次频率偏移估计决定, 频偏估计范围为 $|\hat{f}_{ij}| < M/2$.

如果接收天线集中在一起, 这时可以认为各发射天线到达每个接收天线的时间延迟和频率偏移都相同, 于是在估计定时和频率偏移时, 可以利用接收收集获得更好的性能, 此时发射天线 i 与接收天线间的定时偏移估计为

$$\hat{\varepsilon}_i = \arg \max_s (M_i(s)), \quad (14)$$

其中

$$M_i(s) = \left| \sum_{j=1}^m p_{ij}(s) \right|^2 / \sum_{j=1}^m (R_j(s))^2. \quad (15)$$

粗频率偏移估计为

$$\hat{f}'_i = \frac{M}{2\pi} \text{angle} \left\{ \sum_{j=1}^m \sum_{h=1}^{M-1} \sum_{s=0}^{N/M-1} (r'_{ij}(s + (h-1)N/M))^* \cdot r'_{ij}(s + hN/M) \right\}. \quad (16)$$

细频率偏移估计为

$$\hat{f}''_i = \frac{1}{\pi} \text{angle} \left\{ \sum_{j=1}^m \sum_{s=0}^{N/2-1} (r''_{ij}(s))^* \cdot r''_{ij}(s + N/2) \right\}. \quad (17)$$

4 仿真结果

下文通过计算机仿真对提出的分布式 MIMO-OFDM 时频同步方案进行性能评估, 这里以文献 [13] 方案作参考. 仿真参数设置如下: MIMO-OFDM 系统采用 2 个发射天线, 它们到达接收天线的时延分别为 0 和 5 μs , 用子载波间隔归一化的频率偏移分别为 0.7 和 1.2; OFDM 带宽为 2.048 MHz, 包含 2048 个子载波, 频谱中间的 1536 个子载波用来传输数据, 频谱两侧的其他子载波留作保护频带, 系统循环前缀长度为 128, 本文方案本原训练序列由 $M=4$ 个相同部分组成, 伪随机序列采用 Gold 序列, 文献 [13] 方案选取参数 $L_{sp}^1=512$, $L_{sp}^2=511$. 信道采用多径瑞利衰落模型, 路径数为 7, 路径时延在 0~30 μs 等间隔分布, 功率时延分布服从指数衰减, 均方根时延扩展为 7 μs .

图 5 和 6 分别给出了多径信道下, 发射天线 1 与接收天线以及发射天线 2 与接收天线间符号定时偏移估计误差曲线, 图中 $m=1$, $m=2$ 分别代表不利用接收分集和利用两接收天线分集两种情况. 由图可以看出: 1) 本文所提方案的符号定时偏移估计绝对误差平均值和均方误差均小于文献 [13] 方案, 因而具有更好的定时偏移估计性能; 2) 如果利用接收分集, 可以进一步提高定时偏移估计性能, 例如, 采用本文方案, 在定时偏移估计均方误差为 10^{-1} 时, 利用两接收天线分集 ($m=2$) 比不利用接收分集 ($m=1$) 大约有 1~2 dB 的增益.

图 7 和 8 分别给出了多径信道下, 接收天线数 $m=1$ 时, 发射天线 1 与接收天线以及发射天线 2 与接收天线间定时估计正确概率随信噪比的变化曲线. 由图可以看出, 本文提出方案在信噪比为 5~17 dB 时定时估计正确概率始终为 1, 明显高于文献 [13] 方案, 从而再次验证了提出方案的优越性.

图 9 和 10 分别给出了在多径信道下, 发射天线 1 与接收天线以及发射天线 2 与接收天线间频偏估计均方误差曲线, 图中同时给出了只做一次频率偏移估计 ($d=1$) 和迭代频率偏移估计 ($d=2$) 以及不利用接收分集 ($m=1$) 和利用两接收天线分集 ($m=2$) 时的性能 (由于文献 [13] 方案没有讨论频率同步, 因此这里仅给出本文方案的频率偏移估计性能曲线). 由图可以看出: 1) 本文提出方案可以分别估计出各发射天线与接收天线间的频率偏移, 并且性能良好; 2) 提出的迭代频率偏移估计方法明显优于只进行一次频率偏移估计的情况, 只进行一次频率偏移估计均方误差为 10^{-2} 左右, 而迭代频率偏移估计方法均方误差可达到 10^{-4} ; 3) 利用接收分集可以获得更好的性能, 当利用两接收天线分集时 ($m=2$), 频率偏移估计均方误差可以达到 10^{-5} .

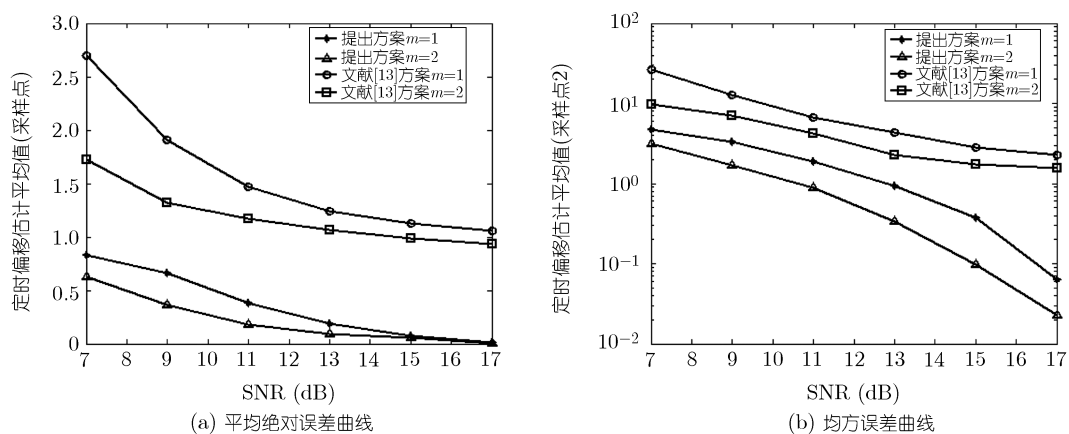


图 5 发射天线 1 与接收天线间符号定时偏移估计误差曲线

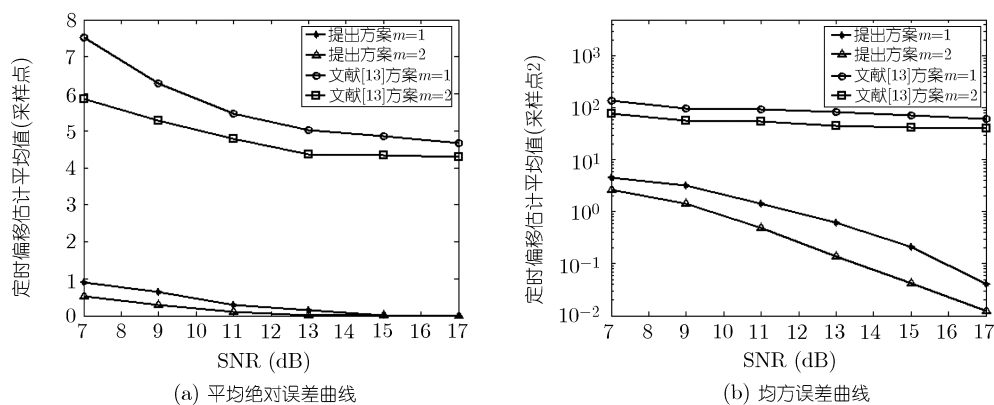


图 6 发射天线 2 与接收天线间符号定时偏移估计误差曲线

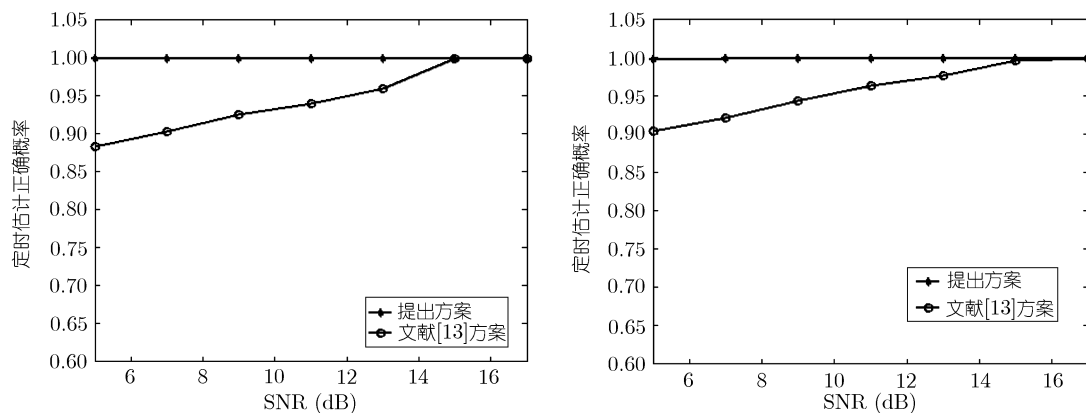


图 7 发射天线 1 与接收天线间定时估计正确概率曲线

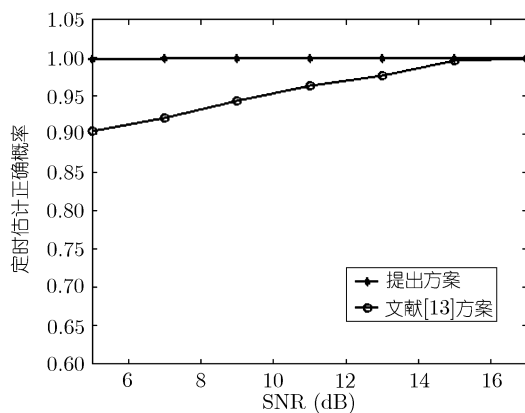


图 8 发射天线 2 与接收天线间定时估计正确概率曲线

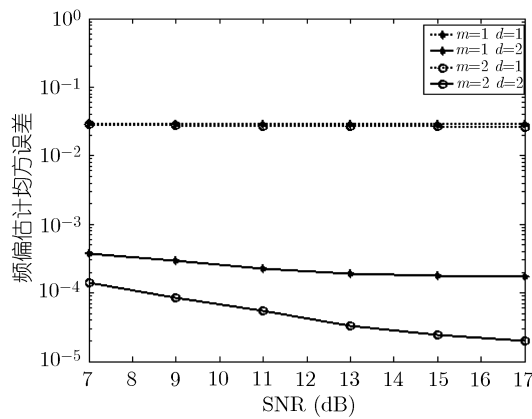


图 9 发射天线 1 与接收天线间频偏估计均方误差曲线

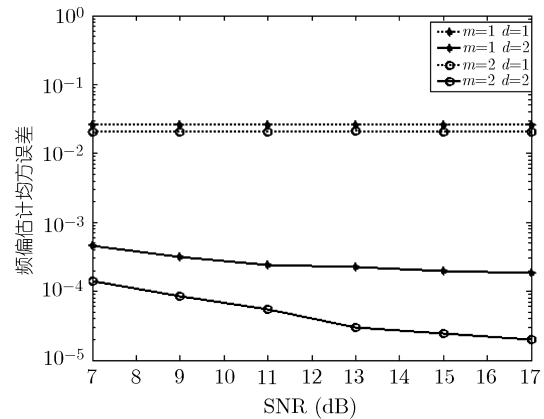


图 10 发射天线 2 与接收天线间频偏估计均方误差曲线

5 结论

本文提出了一种适用于分布式 MIMO-OFDM 系统时频同步的训练序列及相应的定时和频率偏移估计方案. 为了减小各个发射天线间的信号干扰, 在时域对各发射天线的本原训练序列用 n 个具有良好互相关性的伪随机序列进行加权, 构成分布式 MIMO-OFDM 训练序列. 基于这一训练序列进行时频同步, 不仅能够更好地估计出所有收发天线对之间的定时偏移, 而且还能够同时估计出所有收发天线对之间的频率偏移.

参考文献

- 1 Wu L, Zhang X D, Li P S. A low-complexity blind carrier frequency offset estimator for MIMO-OFDM systems. *IEEE Signal Process Lett*, 2008, 15: 769–772
- 2 Li Y H, Minn H. Robust and consistent pilot designs for frequency offset estimation in MIMO OFDM systems. *IEEE Trans Commun*, 2008, 56: 1737–1747
- 3 Li Y H, Minn H. Consistent pilot designs for frequency offset estimation in MIMO OFDM systems. In: *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*. Honolulu: IEEE Press, 2007. 249–252
- 4 Ni H, Ren G L, Chang Y L. Synchronization for cooperative spatial multiplexing MIMO-OFDM systems in multipath fading environments. In: *IEEE Singapore International Conference on Communication Systems*. Guangzhou: IEEE Press, 2008. 59–63
- 5 Mody A N, Stuber G L. Receiver implementation for a MIMO OFDM system. In: *Global Communications Conference*. Taipei: IEEE Press, 2002. 716–720
- 6 Mody A N, Stuber G L. Synchronization for MIMO OFDM systems. In: *Global Communications Conference*. San Antonio: IEEE Press, 2001. 509–513
- 7 Zelst A, Schenk T C W. Implementation of a MIMO OFDM-based wireless LAN system. *IEEE Trans Signal Process*, 2004, 52: 483–494
- 8 Honan P J, Tureli U. Blind carrier offset estimation for MIMO OFDM systems: Cramer Rao bound and nonlinear least squares. In: *37th Annual Conference on Information Sciences and Systems*. Hawaii: IEEE Press, 2003. 182–186
- 9 Yao Y, Giannakis G B. Blind carrier-frequency offset estimation of SISO, MIMO and Multi-user OFDM. *IEEE Trans Commun*, 2004, 52: 1832–1835
- 10 Yao Y, Ng T S. Correlation-based frequency offset estimation in MIMO system. In: *IEEE 58th Vehicular Technology Conference*. Orlando: IEEE Press, 2003. 438–442

- 11 He X, Peng X Y, Xiao Y, et al. A novel time and frequency synchronization technique for MIMO-OFDM system. In: 4th Advanced International Conference on Telecommunications, AICT'08. Greece: IEEE Press, 2008. 360–363
- 12 Stuber G L, Barry J R, McLaughlin S W, et al. Broadband MIMO-OFDM wireless communications. In: Proceedings of IEEE. Belin: Springer, 2004. 271–294
- 13 Guo F, Li D, Yang H, Cai L. A novel timing synchronization method for distributed MIMO-OFDM system. In: IEEE 63rd of Vehicular Technology Conference. Montreal: IEEE Press, 2006. 1936–1939
- 14 Yanyan Z, Jianhua Z, Feifei S, et al. A novel timing synchronization method for distributed MIMO-OFDM systems in multi-path rayleigh fading channels. In: IEEE Vehicular Technology Conference. Singapore: IEEE Press, 2008. 1443–1447
- 15 Park B, Choen H, Kang C, et al. A novel timing estimation method for OFDM systems. IEEE Comm Lett, 2003, 7: 53–55
- 16 Minn H, Zeng M, Bhargava V K. On timing offset estimation for OFDM systems. IEEE Commun Lett, 2000, 4: 242–244
- 17 Minn H, Bhargava V K. A simple and efficient timing offset estimation for OFDM systems. VTC, 2000, 1: 52–56
- 18 Morelli M, Mengali U. An improved frequency offset estimator for OFDM applications. IEEE Commun Lett, 1999, 3: 75–78
- 19 Song H K. Frequency-offset synchronization and channel estimation for OFDM-based transmission. IEEE Commun Lett, 2000, 4: 95–97
- 20 Van de Beek J J, Sandell M, Borjesson P O. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems. IEEE Trans Signal Process, 1997, 45: 1800–1805