

分布式 MIMO-OFDM 系统帧同步性能分析

姚志强¹, 罗 荆¹, 丁跃华², 裴廷睿¹

(1. 湘潭大学信息工程学院, 智能计算与信息处理教育部重点实验室, 湖南 湘潭 411105; 2. 华南理工大学电子与信息学院, 广东 广州 510640)

摘 要: 多人多出-正交频分复用(MIMO-OFDM)技术是下一代宽带无线通信系统的核心技术之一,它对定时同步(包含帧同步和符号同步)性能非常敏感,而分布式天线系统是未来通信系统的开放式架构,这种架构使得帧同步的实现更加困难,且算法更加复杂,因此,急需提出性能分析方法来指导帧同步算法的设计.本文为分布式 MIMO-OFDM 系统的帧同步提出了一种准确的性能分析方法,从帧同步度量函数的统计特征出发,将信号在主信号方向角上进行正交分解,提出了高斯性能分析方法,利用正态分布的 3σ 原则,推导出了正确帧同步概率的求解方法.最后将提出的性能分析方法应用到不同发射天线数目以及目前已经提出的几种算法进行分析和对比,验证了该方法的准确性和有效性.

关键词: MIMO; OFDM; 分布式天线系统; 帧同步

中图分类号: TN92 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2013) 10-1933-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2013.10.009

Performance Analysis of Frame Synchronization for Distributed MIMO-OFDM System

YAO Zhi-qiang¹, LUO Jing¹, DING Yue-hua², PEI Ting-rui¹

(1. Xiang Tan University, Key Laboratory of Intelligent Computing & Information Processing, Ministry of Education, Xiangtan 411105, China;

2. South China University of Technology, Guangzhou 510640, China)

Abstract: Multiple Input Multiple Output-Orthogonal Frequency Division Multiplexing (MIMO-OFDM) is one of the key technologies in the next generation broadband wireless communication systems. It is very sensitive to timing synchronization, which includes frame synchronization and symbol synchronization. Distributed antenna system (DAS) is considered as an open architecture for future communication systems. With the DAS architecture, the frame synchronization becomes more difficult and more complex. Therefore, it is in urgent need of a performance analysis method to guide the frame synchronization algorithm design. This paper proposed an accurate performance analysis method for frame synchronization in distributed MIMO-OFDM system. The proposed method, which is a Gaussian performance analysis method based on the statistical properties of frame synchronization metric function, is introduced by orthogonally decomposing some signals into the direction angle of dominated signal. The correct frame synchronization probability is calculated by using the 3 sigma principle of the normal distribution. Finally, the accuracy and effectiveness of the proposed method is examined by its applications to different transmitting antenna numbers and several existing algorithms.

Key words: MIMO; OFDM; distributed antenna system; frame synchronization

1 引言

MIMO-OFDM (Multiple input multiple output-orthogonal frequency division multiplexing)技术可以极大地提高频谱利用率、信道容量和传输的可靠性,是下一代无线通信系统(如 LTE, 802.16m (WiMAX)和 802.11n(WLAN))的核心技术.但这种技术的一个难点是:在 MIMO-OFDM

系统中,某一根接收天线在某一时刻收到的是所有发射天线的信号的叠加,加上多径的影响,使得不同发射天线的主径信号并不一定同时到达一根接收天线,因此加大了系统定时同步^[1,2,3](包括帧同步和符号同步)的实现难度,尤其是对于分布式天线系统,微小的同步偏差就会使分布式系统性能大幅度降低.

分布式 MIMO 系统^[4,5]是未来无线通信的开放式架

构,其发射天线分布于不同的地理位置而接收天线集中于相同的地理位置,或发射天线和接收天线均分布于不同地理位置.与传统的集中式 MIMO 系统相比,分布式 MIMO 系统发射端口间的链路更加独立,发射天线之间的空间相关性更小,而且由于天线端口分布于小区中的不同地理位置,提高了小区的覆盖率,缩短了信号接入的距离,减小了信号传播的路径损耗,能够达到更高的系统容量^[5],正是分布式系统这些特点对定时同步提出了更高的要求.因为对于一个 $N_t \times N_r$ 的 MIMO-OFDM 系统,如果定义时延矩阵为:

$$T = \begin{bmatrix} \tau_{11} & \tau_{12} & \cdots & \tau_{1N_r} \\ \tau_{21} & \tau_{22} & \cdots & \tau_{2N_r} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \tau_{N_t1} & \tau_{N_t2} & \cdots & \tau_{N_tN_r} \end{bmatrix} \quad (1)$$

那么在集中式 MIMO-OFDM 系统^[6,7,8]中发射天线和接收天线集中摆放,因此天线对之间没有相对时延(ITD, Inter Transmitter Delay),即时延矩阵退化为 $T = [\tau]$;而在分布式天线系统中,由于发射天线分布式摆放(接收天线集中摆放),使得天线对之间产生了 ITD,即接收机的时延矩阵为 $T = [\tau_1 \tau_2 \cdots \tau_{N_t}]$.因此,分布式 MIMO-OFDM 系统的定时同步估计^[9,10,11,12]比集中式系统的估计更加复杂,更加富有挑战性.

由于定时偏差会导致信号在频域产生相位的旋转,整数倍子载波频率偏差导致信号产生循环移位,这些偏差会造成系统的载波间干扰(ICI)和符号间干扰(ISI),而在分布式的体系架构下,这些偏差还会带来天线间干扰(MAI),这一干扰严重影响空时解码的性能.目前,许多研究者正在研究分布式环境下的同步方法,提出了几种初步同步方案,如文献[9~11]分别提出了一种基于不等周期训练序列(UPSP)、恒幅零自相关码(CAZAC)和正交变周期训练序列(OVPS)的帧同步算法等,但从可查到的成果来看,还没有人提出分布式系统帧同步的性能分析方法.

本文的目标是从帧同步度量函数的统计特征出发,将信号在方向角上正交分解,分析定时同步中的帧同步问题,提出基于前导的分布式 MIMO-OFDM 帧同步性能分析方法,希望可以为分布式帧同步的研究提供理论参考,有效解决分布式 MIMO-OFDM 同步问题.

本文首先在接收端定义相应的帧同步度量函数(自相关同步度量函数),计算推导其均值和方差,得到帧同步算法中最大值取值位置判决正确的概率 $P_{correct}$,从理论上分析帧同步算法的性能,提出分布式 MIMO-OFDM 系统帧同步的性能分析方法,最后通过仿真实验验证该方法的准确性和有效性.

2 分布式 MIMO-OFDM 系统的帧同步问题

分布式 MIMO 系统可表示为 (N_r, N_t, M) , N_r 指用户(移动端)天线数目, N_t 指基站天线端口数目, M 为每个基站的天线端口使用的天线数目.由于每个端口的天线是集中摆放的,因此认为同一个端口所有天线到用户端的时延是相同的,不失一般性,我们考虑 $M = 1$ 的情况,即每个天线端口只使用 1 根天线,而发射天线 i 到移动端的时延为 τ_i .另外由于发射天线间隔较远,因此本文只考虑天线间信道相关性独立的情况.

对于一个 $(N_r, N_t, 1)$ 分布式系统的下行链路,第 i 根天线发射的基带信号模型可以表示为:

$$x_i(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} s_{i,k} \cdot e^{j2\pi kn/N} \quad N_g \leq n \leq N-1 \quad (2)$$

在这里, N 为子载波个数, $s_{i,k}$ 是第 i 根天线的第 k 个子载波上的频域符号, N_g 是保护间隔的时间长度.

在接收端,第 j 根天线收到的信号可以表示为:

$$r_j(n) = \sum_{i=1}^{N_t} h^{j,i}(\xi) \otimes x_i(n, \tau^{j,i}) \cdot e^{j2\pi \Delta f_{sum}^{j,i} n/N} + w_j(n) \quad (3)$$

其中, $\tau^{j,i}$ 是第 i 根发射天线到第 j 根接收天线的归一化时延,由于移动端接收天线集中摆放,同一发射天线到所有接收天线的时延可认为相同,即 $\tau^{j,i} = \tau_i; \Delta f_{sum}^{j,i} = \Delta f_{dr}^{j,i} + \Delta f_{int}^{j,i}$ 是第 i 根发射天线到第 j 根接收天线的总频偏,包括本振偏差、噪声以及多普勒频偏之和, $\Delta f_{dr}^{j,i}$ 是归一化小数倍频偏, $\Delta f_{int}^{j,i}$ 是归一化整数倍频偏; $w_j(n)$ 是高斯白噪声.

本文分析采用前导(由多个相同的训练序列构成)进行帧同步估计的算法性能.假设训练序列 $P = \{p(0) \ p(1) \ \cdots \ p(N-1)\}$,为了简化分析,序列经过 MIMO 平坦衰落信道,理想的频偏纠正,则第 j 根接收天线收到的信号为:

$$r_j(n) = p_1(n - \tau_1) + p_2(n - \tau_2) + \cdots + p_{N_t}(n - \tau_{N_t}) + w_j(n) \quad (4)$$

采用 N_t 维自相关估计器来捕获每一根发射天线的帧头位置,设随机变量 $(X_1, X_2, \cdots, X_{N_t})$ 表示 N_t 维自相关估计器,接收信号的共轭 $r^*(d+k)$ 和接收信号 $r(d+k+L)$ (L 为单个训练序列的长度)统计独立,且训练序列和噪声的实部与虚部的均值都为 0,其方差定义为: $\sigma_p^2 = E[\text{Re}\{p\}^2] = E[\text{Im}\{p\}^2]$ 和 $\sigma_w^2 = E[\text{Re}\{\omega\}^2] = E[\text{Im}\{\omega\}^2]$.则每根接收天线的信噪比为(注意:所有 N_t 个发射信号占用相同的信道带宽) $SNR = \frac{N_t \sigma_p^2}{\sigma_w^2}$.

接收端第 i 维估计器的帧同步度量函数定义为:

$$Q_i(d) = \frac{|A_i(d)|^2}{R_i^2(d)} = \frac{\left| \sum_{k=0}^{L_{ss}-L_{sp}^i-1} r_i(d+k+L_{sp}^i) \cdot r_i^*(d+k) \right|^2}{\left(\sum_{k=0}^{L_{ss}-L_{sp}^i-1} |r_i(d+k+L_{sp}^i)|^2 \right)^2} \quad (5)$$

其中, L_{ss} 是前导序列的长度; L_{sp}^i 是第 i 根发射天线的训练序列的周期长度, 每根发射天线的 L_{sp}^i 都不同, 且 L_{sp}^i 不等于 L_{sp}^k 的倍数, $k = 1, \dots, N_t, k \neq i$; $A_i(d)$ 为接收信号的移位自相关; $R_i(d)$ 为接收信号的能量. 则第 i 根天线发射信号的帧头捕获位置为 $d_i = \operatorname{argmax}(Q_i(d))$.

3 分布式 MIMO-OFDM 系统的帧同步性能分析方法

3.1 将信号在主信号方向角上正交分解

在分析帧同步度量函数的统计特征时, 各信号和噪声矢量因为在不同的方向上, 不能简单叠加而导致计算复杂, 需要将它们正交分解为主信号的同相和正交方向, 然后再计算和分析. 正交分解方法为: 设复信号域(使用 xy 坐标系)中有两个信号矢量 α (为主信号) 和 β , 定义一组新的坐标系—沿 α 方向(记为符号 $\hat{\alpha}$) 为横轴(同向), 纵轴正交于它(记为符号 $\hat{\alpha}^\perp$). α 与 β 之间的角度即为方向角 φ , 把信号 β 按方向角 φ 正交分解, 得到与信号 α 同向和正交的分量分别为: $\beta_\alpha = \beta \cdot \cos\varphi, \beta_\alpha^\perp = \beta \cdot \sin\varphi$.

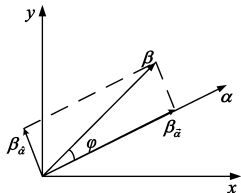


图1 主信号方向角的正交分解图

3.2 性能分析方法

首先分析一下性能分析方法参量的选取, 图 2 给出了 MIMO 平坦衰落信道下 SNR = 10dB 时, UPSP、CAZAC、OVSPSP 三种算法的帧同步度量函数曲线.

基于自相关估计的帧同步算法都是设定一个阈值, 当接受信号自相关度量值超过这一阈值时判定为捕获到帧头, 如图 2 中 UPSP 算法可设定阈值为 0.2, 只要计算得到的度量值大于 0.2 则判决为帧头, 因此这一阈值的设定是正确帧头捕获的关键. 从统计的角度来

说, 阈值应该设定在自相关度量的统计平均值的略下方. 另一方面, 当阈值设定为均值附近后, 帧同步算法的主要性能—正确捕获概率就取决于度量值的稳定性, 而在样本容量相同的情况下, 方差越小, 说明数据波动越小, 正确捕获概率越高. 因此本文提出的性能分析方法选用度量值的均值和方差作为主要参量来分析.

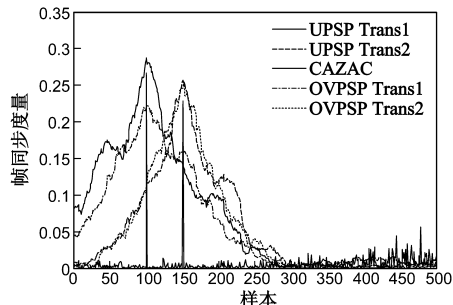


图2 SNR=10dB MIMO平坦衰落信道下UPSP、CAZAC、OVSPSP算法帧同步度量函数曲线

3.2.1 帧同步度量函数的均值

(1) 捕获点在前导中的情况

为简化文中公式的描述, 定义简化符号为 $\rho_i(k) = \rho_i(d_{opt} - \tau_i + k)$ 和 $\omega(k) = \omega(d_{opt} + k)$.

接收端移位自相关为:

$$\begin{aligned} |A_i(d_{opt})| \approx & \sum_{k=0}^{L_{ss}-L_{sp}^i-1} \rho_i^*(k) \rho_i(k+L_{sp}^i) \\ & + \sum_{k=0}^{L_{ss}-L_{sp}^i-1} \{ \rho_i^*(k) \omega(k+L_{sp}^i) + \rho_i(k+L_{sp}^i) \omega^*(k) \\ & + \omega^*(k) \omega(k+L_{sp}^i) \} \vec{0} \end{aligned}$$

在这里, 定义信号 $\rho_i^*(k) \rho_i(k+L_{sp}^i)$ 的方向角为 0, 在 x 轴方向上. 定义下标 0 表示在该信号同向的分量. 当采用带有高斯噪声的信号包络时, 莱斯分布近似于高斯分布^[13], 同相部分远大于正交部分, 因此将包络近似为同相部分. 注意到 $|A_i(d_{opt})|$ 的第一项远大于第二项, 根据 CLT(中心极限定理)可知, $|A_i(d_{opt})|$ 服从高斯分布且均值为 $E(|A_i(d_{opt})|) = 2(L_{ss} - L_{sp}^i) \sigma_p^2$. 其余项 $\rho_i^*(k) \omega(k+L_{sp}^i), \rho_i(k+L_{sp}^i) \omega^*(k)$ 和 $\omega^*(k) \omega(k+L_{sp}^i)$ 的均值都为 0.

接收信号的能量 $R_i(d_{opt})$ 为:

$$\begin{aligned} R_i(d_{opt}) = & \sum_{k=0}^{L_{ss}-L_{sp}^i-1} \left\{ |\rho_i(k+L_{sp}^i)| + \sum_{e=1, e \neq i}^{N_t} \{ \rho_e(k+L_{sp}^i) \}_{\hat{\rho}_i(k+L_{sp}^i)} + \{ \hat{a}(k+L_{sp}^i) \}_{\hat{\rho}_i(k+L_{sp}^i)} \right\}^2 \\ & + \sum_{k=0}^{L_{ss}-L_{sp}^i-1} \left\{ \sum_{e=1, e \neq i}^{N_t} \{ \rho_e(k+L_{sp}^i) \}_{\hat{\rho}_i(k+L_{sp}^i)} + \{ \hat{a}(k+L_{sp}^i) \}_{\hat{\rho}_i(k+L_{sp}^i)} \right\}^2 \end{aligned} \quad (7)$$

这里, 下标 $\hat{\rho}_i(k+L_{sp}^i)$ 指该信号在主信号 $\rho_i(k+L_{sp}^i)$ 方向上的同向分量, 下标 $\hat{\rho}_i(k+L_{sp}^i)$ 表示信号在 $\rho_i(k+L_{sp}^i)$ 方向的垂直分量.

+ L_{sp}^i) 正交方向的分量. 根据 CLT 可得, $R_i(d_{opt})$ 也服从高斯分布且均值为 $E[R_i(d_{opt})] = 2(L_{ss} - L_{sp}^i)(N\sigma_p^2 + \sigma_\omega^2)$. $R_i(d_{opt})$ 是均值远大于标准差的莱斯分布, 在这种情况下可使用高斯近似值^[13].

定义 $Q_i(d)$ 的平方根为 $q_i(d) = \sqrt{Q_i(d)}$. $q_i(d_{opt})$ 的分子和分母都由高斯随机变量构成, 因为这些高斯随机变量的标准差都远小于它们的均值, 所以 $q_i(d_{opt})$ 近似于高斯分布^[13].

$$\mu_{q_i} = E[q_i(d_{opt})] = \frac{\sigma_p^2}{N\sigma_p^2 + \sigma_\omega^2} \quad (8)$$

同样, $Q_i(d_{opt})$ 也近似为一个高斯随机变量^[13].

$$Q_i(d_{opt}) \sim (\mu_{q_i} + n(0, \sigma_{q_i}^2))^2 \approx \mu_{q_i}^2 + 2\mu_{q_i}n(0, \sigma_{q_i}^2) \quad (19)$$

$$\mu_{Q_i} = E[Q_i(d_{opt})] = \frac{\sigma_p^4}{(N\sigma_p^2 + \sigma_\omega^2)^2} \quad (10)$$

高 SNR 时, $Q_i(d_{opt})$ 的均值近似为 $1/N_i^2$.

(2) 捕获点落在前导外的情况

此时, 样本仅由噪声项组成. 设 $r(n)$ 的实部和虚部的方差为 $\sigma_r^2 = E[\text{Re}\{r\}^2] = E[\text{Im}\{r\}^2]$.

$\text{Re}\{A_i(d_{outside})\}$ 和 $\text{Im}\{A_i(d_{outside})\}$ 都是均值为 0, 方差为 $2(L_{ss} - L_{sp}^i)\sigma_r^4$ 的高斯分布, 因此 $|A_i(d_{opt})|^2$ 符合卡方分布, 其中 χ_2^2 是自由度为 2 的卡方分布.

$$|A_i(d_{outside})|^2 = 2(L_{ss} - L_{sp}^i)\sigma_r^4\chi_2^2 \quad (11)$$

另一方面, $R_i(d_{outside})$ 服从高斯分布, 由于其标准差远小于期望, 所以它的平方近似为高斯分布^[13].

$$R_i^2(d_{outside}) \sim n((L_{ss} - L_{sp}^i)^2(2\sigma_r^2)^2, (L_{ss} - L_{sp}^i)^4(2\sigma_r^2)^4) \quad (12)$$

这两个随机变量的比值为(分子分母都除以一个常数后):

$$Q_i(d_{outside}) \sim \frac{1}{2(L_{ss} - L_{sp}^i)}\chi_2^2 \approx \frac{1}{2(L_{ss} - L_{sp}^i)}\chi_2^2 \quad (13)$$

$$E[Q_i(d_{outside})] = \frac{1}{L_{ss} - L_{sp}^i} \quad (14)$$

式(14)说明由于在前导符号外是没有训练序列信号, 落在前导外的同步度量均值与 SNR 无关, 即不管 SNR 如何变化, 同步度量的值都会接近于零, 与落在前导内的值形成鲜明对比(见式(10)), 这正是同步度量可以正确捕获帧头的原理.

3.2.2 帧同步度量函数的方差

根据等式(8)、(10)计算得到的均值, 在帧头被正确捕获时方差为:

$$\sigma_{q_i}^2 = D[q_i(d_{opt})] = \frac{(1 + \mu_{q_i}^2)\sigma_p^2\sigma_\omega^2 + (1 + 2\mu_{q_i}^2)\sigma_\omega^4}{2(L_{ss} - L_{sp}^i)(N\sigma_p^2 + \sigma_\omega^2)^2} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \sigma_{Q_i}^2 &= D[Q_i(d_{opt})] = 4\mu_{q_i}^2\sigma_{q_i}^2 \\ &= \frac{2\sigma_p^4[(1 + \mu_{Q_i})\sigma_p^2\sigma_\omega^2 + (1 + 2\mu_{Q_i})\sigma_\omega^4]}{(L_{ss} - L_{sp}^i)(N\sigma_p^2 + \sigma_\omega^2)^4} \end{aligned} \quad (16)$$

高 SNR 时, $Q_i(d_{opt})$ 的方差近似为

$$\frac{2\sigma_p^4[(1 + \frac{1}{N_i^2})\sigma_p^2\sigma_\omega^2]}{(L_{ss} - L_{sp}^i)(N\sigma_p^2)^4} = \frac{2(N_i^2 + 1)}{(L_{ss} - L_{sp}^i)N_i^5 \cdot \text{SNR}}$$

而落在训练序列之外的帧同步度量函数的方差:

$$D[Q_i(d_{outside})] = \frac{1}{(L_{ss} - L_{sp}^i)^2} \quad (17)$$

综上所述, 我们提出基于前导的分布式 MIMO-OFDM 系统帧同步的性能分析方法为:

$$Q_i(d_{opt}) \sim N\left(\frac{\sigma_p^4}{(N\sigma_p^2 + \sigma_\omega^2)^2}, \frac{2\sigma_p^4[(1 + \mu_{Q_i})\sigma_p^2\sigma_\omega^2 + (1 + 2\mu_{Q_i})\sigma_\omega^4]}{(L_{ss} - L_{sp}^i)(N\sigma_p^2 + \sigma_\omega^2)^4}\right) \quad (18)$$

从以上公式可以看出, 影响其性能的因素有发射天线数目 N_i , 加窗长度 $L_{ss} - L_{sp}^i$ 和信噪比 SNR. 其他参数一定时, SNR 越高, 方差越小, 性能越好.

图 3 显示了不同信噪比 SNR 下正确帧同步时的帧同步度量函数均值, 实线与虚线的距离表示标准差. 这里假设 $N_i = 2$, $L_{ss} = 256$, $L_{sp}^i = 64$.

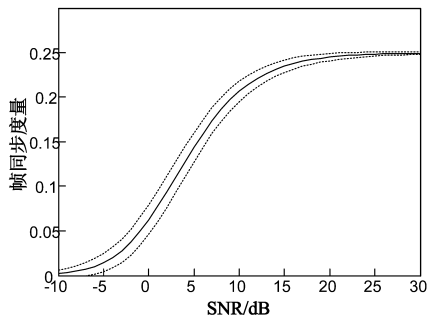


图3 MIMO平坦衰落信道下正确帧同步时的度量值

从图 3 可以看到, 高 SNR 时, 正确帧同步时帧同步度量函数的均值近似为 $1/N_i^2 = 0.25$, 标准差随着 SNR 的增大而减小.

3.3 提出的正确帧同步概率的理论计算方法

第 i 根天线发射信号的帧头捕获位置为 d_i , 用 N_i 维自相关估计器就可以完成全部发射天线信号的帧同步. 这里 $Q_i(d_{opt}) \sim N(\mu_{q_i}^2, 4\mu_{q_i}^2\sigma_{q_i}^2)$, 假设 $Q_i(d_{opt}) > Q_{thrd}$ 时为捕获到正确的帧头, 对帧同步度量函数的概率密度 $f(Q_i)$ 在设定的正确帧同步范围内积分, 可以得到正确帧同步概率 $P_{correct}$ 满足:

$$P_{correct} = \int_{Q_{thrd}}^{+\infty} f(Q_i(d_{opt})) d(Q_i(d_{opt})) \quad (19)$$

在选取阈值时, 根据正态分布的 3σ 原则, 正态随

机变量的取值在以均值 μ 为中心, 3 倍标准差 (3σ) 为半径的邻域内的概率约等于 1. 图 3 的例子中, SNR = 3dB 时, 发射天线数目 $N_t = 2$ 则 $\mu - 3\sigma = 0.0590$, 阈值选 0.05; $N_t = 4$ 则 $\mu - 3\sigma = 0.0064$, 阈值选 0.006.

4 实验结果

4.1 不同发射天线数目下提出的性能分析方法验证

为分析不同发射天线数目下性能分析方法的有效性, 本文对该方法在发射天线数为 2 和 4 分别进行了蒙特卡洛仿真, 得到了 MIMO 平坦衰落信道道下, 帧同步度量的均值、方差和正确帧同步概率的仿真值, 并与理论值进行了对比. 仿真参数为:

前导符号的总长度 $L_{ss} = 256$, $L_{sp}^i = 64$. 发射天线 1 的训练序列选用长度为 $L_{sp}^1 = 64$ 的 Zadoff 序列 $p_1^{(64)}$, 发射天线 2 选用 $L_{sp}^2 = 63$ 的 Zadoff 序列 $p_2^{(63)}$, 发射天线 3 选用 $L_{sp}^3 = 62$ 的 Zadoff 序列 $p_3^{(62)}$, 发射天线 4 选用 $L_{sp}^4 =$

61 的 Zadoff 序列 $p_4^{(61)}$; 仿真次数 10000 次. 图中虚线为仿真值, 实线为理论计算值.

根据性能分析方法可得: 高 SNR 时, 均值分别近似为 $1/N_t^2 = 0.25$ 和 $1/N_t^2 = 0.0625$, 标准差随着 SNR 的增大而减小.

仿真结果图 4 和图 5 显示, 不同发射天线数目时性能分析方法的仿真结果都与理论值非常接近, 存在偏差的主要来源于仿真的次数, 以及性能分析方法在推导过程中的数学近似.

图 5 显示不管是理论值还是仿真值, 正确帧同步概率性能在低信噪比时与发射天线数目相关, 天线更多时帧同步度量方差越小, 性能越好, 但 SNR 超过 3db 后都达到全部正确. 虽然理论上天线数目越多性能越好, 但是在实际中如果天线数目增加, 会大幅度增加同步头设计以及接收机处理的算法复杂度.

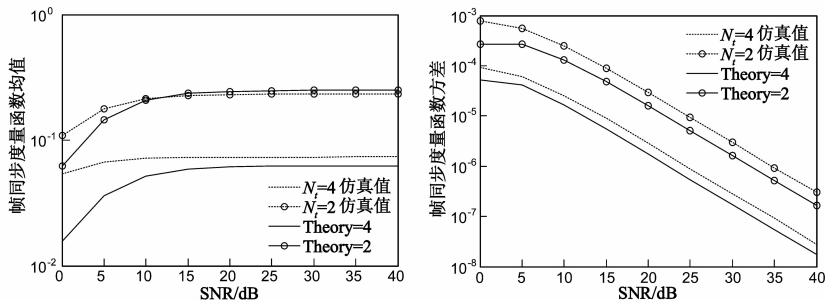


图4 MIMO平坦衰落信道下正确帧同步时不同发射天线数目的帧同步度量函数均值和方差

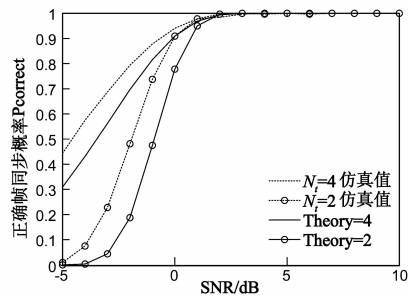


图5 MIMO平坦衰落信道下不同发射天线数目的正确帧同步概率

4.2 不同算法下帧同步算法性能分析方法的验证

以蒙特卡洛方法对分布式 MIMO-OFDM 系统的几种主要帧同步算法性能进行仿真和理论值的对比分析, 仿真参数为: MIMO 平坦衰落信道; 2×2 的天线系统; 带宽 7M; 载波间隔 31.25KHz; 采样速率 8MHz; 符号速率 25KHz; 调制方式 16-QAM; UPSP 算法中发射天线 1 的训练序列选用长度为 $L_{sp}^1 = 64$ 的 Zadoff 序列 $p_1^{(64)}$, 发射天线 2 选用 $L_{sp}^2 = 63$ 的 Zadoff 序列 $p_2^{(63)}$, 前导符号的

总长度为 256; CAZAC 算法中加权系数 $\omega_1 = 1, \omega_2 = j$, CAZAC 序列循环移位的长度 $D_1 = 0, D_2 = 20$, 前导符号的总长度为 384; OVSP 算法中训练序列选用长度为 $U_1^2 = 64, U_2^2 = 81$ (也可选用 121 和 100 两种训练序列), 一个前导符号包括的训练序列个数为 $k = \{4, 3\}$, 前导符号的总长度为 256; 时延 $\tau_1 = 100$ 个样本, $\tau_2 = 150$ 个样本; 仿真次数 10000 次.

图 7 和图 8 分别给出了 MIMO 平坦衰落信道下, 三

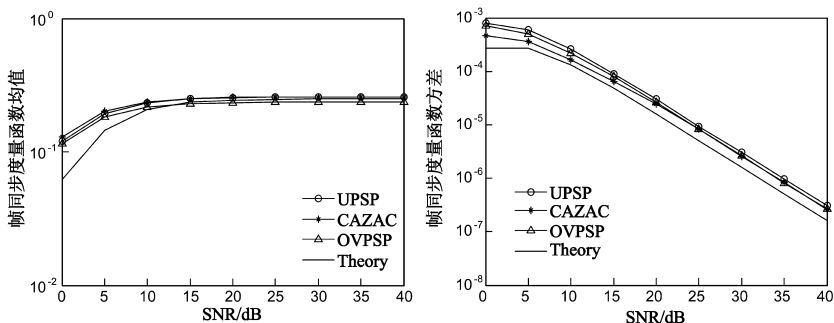


图6 MIMO平坦衰落信道下三种典型算法正确帧同步时的帧同步度量函数均值和方差

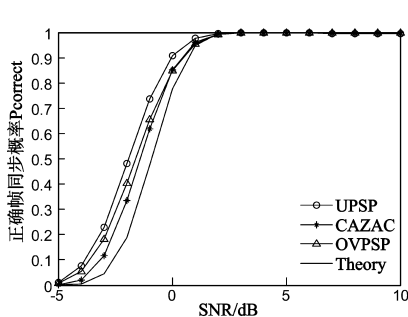


图7 MIMO平坦衰落信道下三种算法的正确帧同步概率

种算法正确帧同步时的度量函数的均值和方差与提出的性能分析方法理论值的对比。

图中显示三种算法的均值和方差都与提出的性能分析方法理论值非常接近,注意到,仿真得到的方差值略大于理论计算值,其原因是信号项 r_{d+m}^* 和 r_{d+m+L} 在分析方法中假设是相互独立的。

图 7 给出了 MIMO 平坦衰落信道下三种算法的正确帧同步概率 $P_{correct}$ 的仿真值和提出的性能分析方法理论值的对比。从对比中显示不管是使用什么样的同步方法,只要基于前导序列自相关估计器的帧同步算法,在 MIMO 平坦衰落信道中本文提出的性能分析方法均能适用。

5 结论

本文针对分布式 MIMO-OFDM 系统,基于前导自相关估计的帧同步算法,提出了一种帧同步性能分析方法,该方法在 MIMO 平坦衰落信道下,适用于目前所有基于前导的匹配相关估计的算法,影响性能的主要因素有发射天线数目 N_t ,加窗长度 $L_{ss} - L_{sp}^i$ 和信噪比 SNR。通过仿真实验验证了不同发射天线数目以及目前主要的 UPSP、CAZAC、OVSP 等算法均适用于该性能分析方法。

参考文献

- [1] T M Schmidl, D C Cox. Robust frequency and timing synchronization for OFDM[J]. IEEE Transactions on Communications, 1997, 45(12): 1613 - 1621.
- [2] 罗仁泽, 戈勇华, 党煜蒲等. 叠加强能量序列的 OFDM 系统时频同步方法[J]. 电子学报, 2012, 40(2): 412 - 416.
Luo Renze, Ge Yonghua, Dang Yupu, et al. Timing and Frequency Synchronization Algorithm with Superimposed Weak Power Sequence for OFDM Systems[J]. Acta Electronica Sinica, 2012, 40(2): 412 - 416(in Chinese).
- [3] M Ruan, Z N Shi, M Reed. Training symbol based coarse timing synchronization in OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(5): 2558 - 2569.
- [4] Honglin Hu, Yan Zhang, Jijun Luo. Distributed Antenna Systems: Open Architecture for Future Wireless Communications [M]. Auerbach Publications, 2007.
- [5] Castanheira D, Gameiro A. Distributed antenna system capacity scaling Coordinated and Distributed MIMO[J], IEEE Wireless Communication Magazine, 2010, 17(3): 68 - 75.
- [6] Zhou En, Zhang Xing, Zhao Hui, et al. Synchronization algorithms for MIMO OFDM systems[A]. Wireless Communications and Networking Conference, Vol. 1[C], New Orleans:

IEEE, 2005. 18 - 22.

- [7] G L Stuber, J R Barry, S W McLaughlin, et al. Broadband MIMO-OFDM wireless communications [J]. Proceedings of the IEEE, 2004, 92(2): 271 - 294.
- [8] A N Mody, G L Stuber. Synchronization for MIMO OFDM systems[A]. Global Telecommunications Conference 2001. GLOBECOM'01. IEEE, Vol. 1 [C], San Antonio, 2001. 509 - 513.
- [9] Guo Feng, Li Dong, Yang Hongwei. A novel timing synchronization method for distributed MIMO-OFDM system[A]. Vehicular Technology Conference, 2006. VTC 2006-Spring. IEEE 63rd, Vol. 4 [C], Melbourne, 2006. 1933 - 1936.
- [10] C Feng, J H Zhang, Y Y Zhang et al. A novel timing synchronization method for MIMO OFDM systems[A]. IEEE Vehicular Technology Conference, 2008 IEEE [C], Singapore, 2008. 913 - 917.
- [11] 姚志强, 盛孟刚, 尹俊勋. MIMO-OFDM 分布式天线系统的定时同步算法[J]. 电波科学学报, 2010, 8, 25(4): 717 - 724.
Yao Zhiqiang, Sheng Menggang, Yin Junxun. Timing synchronization algorithm for MIMO-OFDM systems with distributed antennas[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2010, 8, 25(4): 717 - 724(in Chinese).
- [12] Xu Kui, Shen Yuehong. Timing synchronization using cross ambiguity function for MIMO OFDM systems with distributed antennas [J]. AEU-International Journal of Electronics and Communications, 2010, 64(1): 82 - 86.
- [13] Marvin K. Simon. Probability Distributions Involving Gaussian Random Variables-A Handbook for Engineers, Scientists and Mathematicians[M], Springer, First Softcover Printing, 2006.

作者简介



姚志强 男, 1975 年出生, 湖南沅江人, 副教授, 硕士生导师, 中国电子学会高级会员, 2004 年和 2010 年分别获得华南理工大学工学硕士和博士学位, 主要研究方向为宽带无线接入网络、OFDM、MIMO 和压缩感知技术。
E-mail: yaozhiqiang@xtu.edu.cn.



罗荆 女, 1988 年出生, 湖南益阳人, 湘潭大学硕士生, 主要研究方向为 OFDM、MIMO 和无线 Ad hoc 网络技术。
E-mail: luojing0111@yahoo.com.cn.