

# MIMO-OFDM 系统多基站协作传输的 盲定时同步算法

贾国庆<sup>1,2</sup>, 熊 勇<sup>1,2</sup>

(1. 中国科学院上海微系统与信息技术研究所, 上海 200050;  
2. 上海无线通信研究中心, 上海 200335)

**摘要:** 提出了一种用于多基站协作传输多输入多输出 (multiple input multiple output, MIMO) 正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 系统的分布式多天线盲定时同步算法, 利用接收信号的循环平稳特性, 根据天线间时延导致的接收信号循环自相关函数谱峰的偏移量得到天线间的时延差值。采用一种基于滑动窗的检测算法, 得到各天线时延值。仿真结果表明, 该算法在无须额外同步数据的情况下, 能有效地解决分布式定时问题。

**关键词:** 分布式定时; 正交频分复用; 协作多天线; 盲定时; 循环平稳

**中图分类号:** TN 929.53

**文献标志码:** A

**DOI:** 10.3969/j.issn.1001-506X.2010.12.03

## Blind timing algorithm on multiple bases cooperation MIMO-OFDM system

JIA Guo-qing<sup>1,2</sup>, XIONG Yong<sup>1,2</sup>

(1. Shanghai Inst. of Micro-system and Information Technology, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200050, China;  
2. Shanghai Research Center for Wireless Communications, Shanghai 200335, China)

**Abstract:** A blind timing synchronization method using the cyclostationary feature of received signals of multiple bases cooperation multiple input multiple output (MIMO) orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) transmission systems is proposed. Owing to the shift of the received signal cyclic autocorrelation peak, the delay difference among antennas is derived. A detection method based on sliding-window is designed to get the timing delay of each antenna. The simulation results prove this method can solve the problem of distributed multiple antennas timing synchronization with acceptable complexity.

**Keywords:** distributed timing; orthogonal frequency division multiplexing; cooperative multiple antenna; blind timing; cyclostationary

## 0 引言

多输入多输出 (multiple input multiple output, MIMO) 系统和频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 技术已成为 B3G 和 4G 无线通信系统的关键技术, 二者的结合能很大的提高系统吞吐量并增加抗频率选择性衰落的能力。然而 OFDM 技术对定时误差非常敏感, 定时估计的误差会导致 OFDM 符号间干扰和子载波间干扰。MIMO 系统引入的多天线间的处理, 使得定时同步更加困难。从而使得同步技术成为 MIMO-OFDM 系统研究的热点。协作传输<sup>[1]</sup> (cooperation of multiple point, CoMP) 技术是 LTE-A 标准化进程中提出的一项关键技术, 该技术通

过相邻小区基站同时向小区边缘用户发射数据, 从而解决小区边缘用户频谱效率低、数据吞吐量小的问题。CoMP 传输下, 各个基站发射到用户的数据符号可以是相同的, 以提高数据传输的可靠性, 数据速率的提高可以通过采用更高阶的调制方式等来实现。

以前研究的 OFDM 系统同步算法<sup>[2-7]</sup> 大多只是适用于传统的集中式 MIMO 系统中, 而在 CoMP 系统中, CoMP 传输中多天线为分布式多天线, 由于各基站发射天线到达接收天线的传播时延完全不同, 因此其定时算法更加复杂。文献[8]提出一种分布式多天线定时同步算法, 该算法通过给不同天线的信号分配不等长度的周期 CAZAC 序列组成的前导符号, 在接收端对应长度的 CAZAC 序列, 通过相关

计算得到各个天线发射信号的时延值。该算法随着天线间时延的减小,准确度会降低。文献[9]改进文献[8]中的算法,通过对 CAZAC 序列进行循环移位加权,使得接收端相关操作得到的谱峰更加尖锐,实现了更好的定时同步算法。基于前导符号的分布式多天线定时算法虽然能较好的解决定时问题,但其需要以频谱资源的消耗为代价。基于盲估计的定时算法不需要任何辅助数据,现有的盲估计算法分为基于空子载波的<sup>[10-11]</sup>、基于最大似然的<sup>[12]</sup>、基于 CP 的<sup>[13-14]</sup>、基于峰度的<sup>[15]</sup>和基于循环平稳的<sup>[16]</sup>。这些算法只能解决集中式多天线定时的时延问题。文献[17]提出了一种基于 CDD-OFDM 系统的分布式多天线定时算法。该算法利用 CDD 处理引发的循环平稳分量的可分解性,得到了分布式多天线定时估计的结果。

本文提出了一种用于协作传输 MIMO-OFDM 系统的盲定时算法。该算法利用接收信号的循环平稳特性,根据天线间时延导致的接收信号的循环自相关函数谱峰的偏移量,得到各天线间的时延差值。并采用一种基于滑动窗的算法,得到各天线的时延值,从而得到定时盲估计值,非常适合于 CoMP 传输下的系统定时,也适用于一般的分布式定时问题。仿真结果表明,该盲估计算法能有效地解决分布式多天线定时同步问题。

## 1 CoMP 系统描述

LTE-A 中协作多天线传输系统如图 1 所示,共有  $N_{BS}$  个基站( $N_{BS}$  为 2 或 3,视协作方案而定),若  $N_{BS}=1$ ,则为现有的非协作传输方案。每个基站有  $N_T$  根发射天线,用户端有  $N_R$  根接收天线。这样 CoMP 系统为一个  $N_T=N_{BS}N_T$  发射,  $N_R$  接收的虚拟多天线系统。

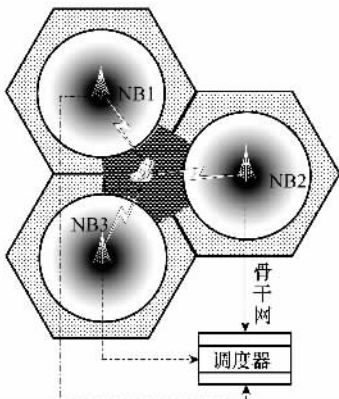


图 1 协作多天线传输系统模型

第  $l$  帧的频域信号  $\{c_{l,k}\}_{k=0}^{N-1}$  经过 OFDM 调制、添加循环前缀(cyclic prefix, CP)后得到其时域输出信号  $\{d_l(n)\}_{n=-V}^{N-1}$

$$d_l(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} c_{l,k} e^{-j2\pi kn} \quad (1)$$

式中,  $n=-V, \dots, 0, 1, 2, \dots, N-1, V$  为 CP 长度,  $N$  为傅里

叶变换大小。

定义  $M=N+V$ , 则天线  $i$  发射的数据  $s_i(n)$  表示为

$$s_i(n) = \frac{1}{\sqrt{N_T}} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} g(n-lM) |_{[0, M-1]} d_l(n) = \frac{1}{\sqrt{NN_T}} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} g(n-lM) |_{[0, M-1]} c_{l,k} e^{-j2\pi kn} \quad (2)$$

门函数表示如下

$$g(n) |_{[0, M-1]} = \begin{cases} 1, & n = \{0, 1, \dots, M-1\} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (3)$$

令  $\{h_i(l)\}_{l=0}^{L_h}$  为接收端与发射天线  $i$  之间的信道响应, 并假设  $L_h < V$ , 即多径延迟完全被 CP 所抵消, 从而系统无符号间干扰。

接收端接收到的来自发射天线  $i$  的无时延信号  $x_i(n)$  可表示为

$$x_i(n) = \sum_{l=0}^{L_h} h_i(l) s_i(n-l) + \omega(n) \quad (4)$$

式中,  $\omega(n)$  为高斯白噪声。

若发射天线  $i$  发射到接收端的信号经历的时延表示为  $d_i$ , 则接收信号  $r(n)$  可以表示为

$$r(n) = \sum_{i=1}^{N_T} x_i(n-d_i) + \omega(n) \quad (5)$$

## 2 CoMP 信号的循环平稳特性分析及其定时估计方法

循环平稳信号是其统计特性(如均值和自相关函数)在时域上表现为周期函数的一类信号, 其自相关函数的傅里叶变换是在循环频率和延迟参数上的二元函数。OFDM 信号就是一类循环平稳特性, CP 的引入造成其循环自相关函数在 CP 值处出现谱峰。CoMP 传输下接收到的 OFDM 信号由于其相同信号的不同时延导致了循环自相关函数中谱峰在延迟参数的扩散, 而这些扩散具有可分解性, 完全可以用来估计天线间的传播时延的差值。

### 2.1 CoMP 信号的循环平稳特性分析

定义如下随机过程向量

$$\mathbf{x}_d(n) = \begin{bmatrix} x_1(n-d_1) \\ x_2(n-d_2) \\ \vdots \\ x_{N_T}(n-d_{N_T}) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{x}(n) = \begin{bmatrix} x_1(n) \\ x_2(n) \\ \vdots \\ x_{N_T}(n) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{s}(n) = \begin{bmatrix} s_1(n) \\ s_2(n) \\ \vdots \\ s_{N_T}(n) \end{bmatrix}$$

其时变相关矩阵为

$$\mathbf{C}_{\mathbf{x}_d}(n, \tau) = E\{\mathbf{x}_d(n)\mathbf{x}_d^H(n+\tau)\} \quad (6)$$

$$\mathbf{C}_{\mathbf{x}}(n, \tau) = E\{\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^H(n+\tau)\} \quad (7)$$

$$\mathbf{C}_s(n, \tau) = E\{s(n)s^H(n + \tau)\} \quad (8)$$

则接收信号的时变自相关函数为

$$\begin{aligned} c_r(n, \tau) &= E\{r(n)r^H(n + \tau)\} = \\ &E\left\{\left[\sum_{i=1}^{N_T} x(n - d_i) + w(n)\right] \cdot \right. \\ &\left. \left[\sum_{j=1}^{N_T} x(n + \tau - d_j) + w(n + \tau)\right]^H\right\} = \\ &E\left\{\sum_{i=1}^{N_T} x(n - d_i) \sum_{j=1}^{N_T} x(n + \tau - d_j)\right\} + \\ &E\{w(n)w(n + \tau)\} = \\ &\sum_{i,j=1}^{N_T} E\{x(n - d_i)x(n + \tau - d_j)\} + c_w(\tau) = \\ &\sum_{i,j=1}^{N_T} [\mathbf{C}_{x_d}(n, \tau)]_{i,j} + c_w(\tau) \end{aligned} \quad (9)$$

式中,  $c_w(\tau) = E\{w(n)w(n + \tau)\}$  是噪声的自相关函数。

$$[\mathbf{C}_{x_d}(n, \tau)]_{i,j} = E\{x(n - d_i)x^*(n - d_j + \tau)\} = [\mathbf{C}_x(n - d_i, \tau - d_{ji})]_{i,j} \quad (10)$$

式中,  $d_{ji} = d_j - d_i$ ,  $[\mathbf{C}_{x_d}(n, \tau)]_{i,j}$  为  $\mathbf{C}_{x_d}(k, \tau)$  的元素  $(i, j)$ ,  $[\mathbf{C}_x(n, \tau)]_{i,j}$  可以表示为

$$\begin{aligned} [\mathbf{C}_x(n, \tau)]_{i,j} &= E\{x_i(n)x_j^*(n + \tau)\} = \\ &\left\{ \sum_{l_1=0}^{L_h} s(n - l_1)h_i(l_1) \sum_{l_2=0}^{L_h} s(n + \tau - l_2)h_j(l_2) \right\} = \\ &\sum_{l_1=0}^{L_h} \sum_{l_2=0}^{L_h} E\{s(n - l_1)s(n + \tau - l_2)\} \cdot h_i(l_1)h_j(l_2) \end{aligned} \quad (11)$$

式(11)进一步化简为

$$\begin{aligned} [\mathbf{C}_x(n, \tau)]_{i,j} &= \\ &\sum_{l_1=0}^{L_h} \sum_{l_2=0}^{L_h} [\mathbf{C}_s(n - l_1, \tau - l_2 + l_1)]_{i,j} h_i(l_1)h_j(l_2) = \\ &\sum_{l_1=0}^{L_h} \sum_{l_3=l_1+\tau-L_h}^{l_1+\tau} [\mathbf{C}_s(n - l_1, l_3)]_{i,j} h_i(l_1)h_j(l_1 + \tau - l_3) \end{aligned} \quad (12)$$

式中,  $[\mathbf{C}_s(n, \tau)]_{i,j}$  的计算如式(13)和式(14)所示, 其中  $\mathbf{1}_{A \times B}$  表示  $A \times B$  的全 1 矩阵。

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_s(n, \tau) &= E\{s(n)s^H(n + \tau)\} = \\ &\frac{1}{N_T N} E\left\{ \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} g(n - lM) \Big|_{[0, M-1]} C_{l,k} \mathbf{1}_{N_T \times 1} e^{\frac{-j2\pi k(n-lM)}{N}} \cdot \right. \\ &\left. \sum_{l'=-\infty}^{+\infty} \sum_{k'=0}^{N-1} g(n + \tau - l'M) \Big|_{[0, M-1]} C_{l',k'} \mathbf{1}_{1 \times N_T} e^{\frac{-j2\pi k'(n+\tau-l'M)}{N}} \right\} = \\ &\frac{1}{N_T N} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} g(n - lM) \Big|_{[0, M-1]} g(n + \tau - lM) \Big|_{[0, M-1]} \mathbf{1}_{N_T \times N_T} e^{\frac{-j2\pi k\tau}{N}} \end{aligned} \quad (13)$$

定义函数  $\delta_N(\tau) = \begin{cases} 1, & \tau = lN, l \in \mathbf{Z} \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$ , 则上述矩阵的元素表示为

$$[\mathbf{C}_s(n, \tau)]_{i,j} = \frac{1}{N_T} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} g(n - lM) \Big|_{[0, M-1]} g(n + \tau - lM) \Big|_{[0, M-1]} \delta_N(\tau) =$$

$$\begin{cases} \frac{1}{N_T} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} g(n - lM) \Big|_{[0, M-1]}, & \tau = 0 \\ \frac{1}{N_T} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} g(n - lM) \Big|_{[0, M-1-N]}, & \tau = N \\ \frac{1}{N_T} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} g(n - lM) \Big|_{[N, M-1]}, & \tau = -N \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (14)$$

从式(14)可以看出,  $[\mathbf{C}_s(n, \tau)] = [\mathbf{C}_s(n + M, \tau)]$ , 从而有  $[c_r(n, \tau)] = [c_r(n + M, \tau)]$ , 说明 CoMP 信号是周期为  $M$  的循环平稳随机信号, 其傅里叶变换为循环自相关函数, 表示为

$$\begin{aligned} c_r(k, \tau) &= \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} c_r(n, \tau) e^{\frac{-j2\pi kn}{M}} = \\ &\sum_{i,j} [\mathbf{C}_{x_d}(k, \tau)]_{i,j} + c_w(\tau) \delta(k) \end{aligned} \quad (15)$$

其中

$$[\mathbf{C}_{x_d}(k, \tau)]_{i,j} = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} [\mathbf{C}_{x_d}(n, \tau)]_{i,j} e^{\frac{-j2\pi kn}{M}} \quad (16)$$

由式(10)得到

$$[\mathbf{C}_{x_d}(k, \tau)]_{i,j} = e^{\frac{-j2\pi kd_i}{M}} [\mathbf{C}_x(k, \tau - d_{ji})]_{i,j} \quad (17)$$

其中

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_x(k, \tau) &= \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} [\mathbf{C}_x(n, \tau)] e^{\frac{-j2\pi kn}{M}} = \\ &\sum_{l_1=0}^{L_h} \sum_{l_3=l_1+\tau-L_h}^{l_1+\tau} [\mathbf{C}_s(k, l_3)]_{i,j} h_i(l_1)h_j^*(l_1 + \tau - l_3) e^{\frac{-j2\pi kl_1}{M}} \end{aligned} \quad (18)$$

$$[\mathbf{C}_s(n, \tau)]_{i,j} = \begin{cases} \frac{1}{N_T} \zeta(k, M), & \tau = 0 \\ \frac{1}{N_T} \zeta(k, M - N), & \tau = N \\ \frac{1}{N_T} \zeta(k, M - N) e^{\frac{-j2\pi kn}{M}}, & \tau = -N \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (19)$$

其中

$$\begin{aligned} \zeta(k, m) &= \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} g(n - lM) \Big|_{[0, m-1]} e^{\frac{-j2\pi kn}{M}} = \\ &\frac{1}{M} e^{\frac{-j\pi k(m-1)}{M}} \frac{\sin(km\pi/M)}{\sin(k\pi/M)} \end{aligned} \quad (20)$$

由上述公式可知, 接收天线接收到的分布式 OFDM 信号的循环自相关函数是由一组周期分量组成, 其循环频率分别是  $\frac{2k\pi}{M} (k=0, 1, \dots, M-1)$ 。

由式(17)和式(19)得到  $[\mathbf{C}_{x_d}(k, \tau)]_{i,j}$  的谱峰位置为

$$\boldsymbol{\Omega}_{i,j} = \{\pm d_{ji}, N \pm d_{ji}, -N \pm d_{ji}\} \quad (21)$$

从而可以通过其循环自相关函数的偏移量得到发射天线间的时延值, 下面采用一种基于滑动窗的方法来估计各天线时延值, 该方法同样适用于 CDD-OFDM 系统分布式定时<sup>[12]</sup>。

2.2 定时估计方法

这里假设循环互相关函数  $[C_{x_d}(k, \tau)]_{i,j}$  的谱峰没有被其他循环互相关函数的谱峰混叠。该假设能保证  $[C_{x_d}(k, \tau)]_{i,j}$  可以从  $c_r(k, \tau)$  中分离出来, 同时也制约了定时估计的性能精度。

首先, 构造滑动的序列  $f(k, \tau, \Delta t)$  来滑动搜索天线间的时延差值, 成立的条件为当且仅当  $\tau \in \Omega_{\Delta t}^{(i,j)}$ 。

$$f(k, \tau, \Delta t) = c_r(k, \tau)c_r^*(k, \tau) = [C_{x_d}(k, \tau)]_{i,j}[C_{x_d}(k, \tau)]_{i,j}^* = [C_x(k, \tau - d_{ji})]_{i,j}[C_x(k, \tau - d_{ji})]_{i,j}^* \quad (22)$$

其次, 由  $L$  个接收到的 OFDM 符号观测样本, 计算估计值  $\hat{c}_r(k, \tau)$  为

$$\hat{c}_r(k, \tau) = \frac{1}{LM} \sum_{n=0}^{LM-1} r(n)r^*(n + \tau)e^{-j2\pi k\tau} \quad (23)$$

再次, 发射天线  $i$  和  $j$  的信号延迟差  $\hat{d}_{ji}$  的估计值, 可通过对  $\Delta t$  的滑动求最小值得到, 计算如下

$$\hat{d}_{ji} = \underset{\Delta t}{\operatorname{argmin}} \left\{ \sum_{k=0}^{M-1} \sum_{\tau \in \Omega_{\Delta t}^{(i,j)}} |(\hat{c}_r(k, \tau))(\hat{c}_r(k, \tau))^* - f(k, \tau, \Delta t)| \right\} \quad (24)$$

最后, 通过如下计算得到  $d_i$  的估计值, 平均次估计值得到定时估计  $\hat{d}_i$  为

$$\hat{d}_i = \frac{1}{N_T} \sum_{j=1}^{N_T} \hat{d}_i(j) \quad (25)$$

其中

$$\hat{d}_i(j) = -\frac{M}{2k\pi} \operatorname{arg} \left\{ \frac{[C_{x_d}(k, \tau)]_{i,j}}{[C_x(k, \tau - d_{ji})]_{i,j}} \right\} \quad (26)$$

式中,  $\tau \in \Omega_{\Delta t}^{(i,j)}$ ,  $k=0, 1, \dots, M-1$ 。

3 仿真分析

传统的蜂窝系统中, 由于发射天线间距较小, 接收天线间距也很小, 从而不同 MIMO 空间通信链路的定时不匹配问题微乎其微, 可以忽略。但是由于分布式天线导致迥异的空间传输时延, 使得 CoMP 系统中不同基站的发射天线和终端接收天线之间的定时是不匹配的。

下面的仿真将会说明本文提出的方法如何解决 CoMP 系统下的定时问题, 同时该方法同样适用于传统 MIMO 系统。不失一般性, 这里取基站天线数和接收天线数均为 2, 并且同一基站发射天线间时延差忽略不计; 协作基站数为 2 或 3, 其他主要的仿真参数见表 1, 这些参数参考 3GPP-LTE 系统<sup>[18]</sup>给出。

图 2 为协作基站数为 2, 不同协作基站发射信号间时延  $d_{21}$  为零时的 CoMP 信号循环自相关函数谱, 从图中可以看出当信号时延差为 0 时, 谱峰仅仅在  $\tau = \{0, \pm N\}$  处存在, 而在其他延迟参数维上, 循环自相关函数趋于 0。图 3 为基站发射信号间时延  $d_{21}$  非零 ( $d_{21} = 4$ ) 时的 CoMP 信号循环自相关函数谱, 从图中可以看出当信号时延差为 0 时, 谱峰

不仅在  $\tau = \{0, \pm N\}$  处存在, 而且在  $\tau = \{\pm d_{21}, \pm N \pm d_{21}\}$  处循环自相关函数谱峰依然存在, 这说明信号间时延的存在导致了谱峰的扩散。这种扩散正好反应了时延的大小, 可以用来估计时延差。

表 1 系统仿真参数

参数	设置
DFT 大小 $N$	32
CP 长度 $V$	8
子载波间隔/kHz	15
协作基站数	{2, 3}
基站天线数	2
终端天线数	2
调制方式	QPSK
信噪比/dB	{0, 5, 10, 15, 20, 25}
载频/GHz	2
信道	TU 信道
频偏/Hz	0
观测数据 $L$ (OFDM 符号)	{100, 500}
等概率随机时延值产生	{-19, ..., 0, ..., 19}

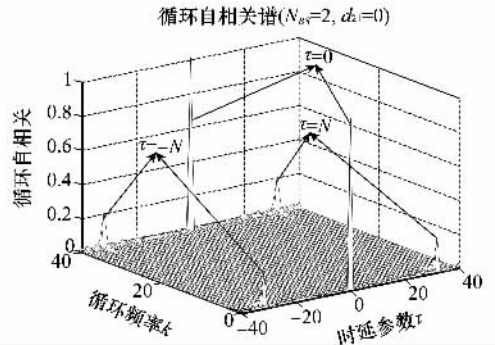


图 2 时延差为零时的谱峰

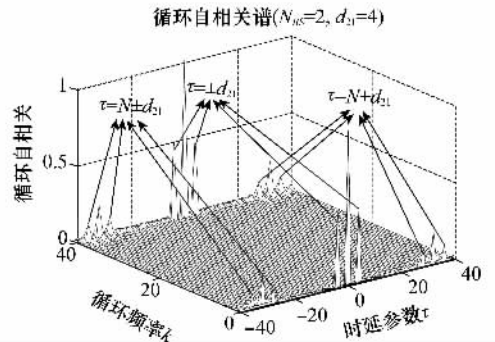


图 3 时延差非零时的谱峰

不同仿真条件下天线的平均归一化 MSE 曲线如图 4 所示。从仿真结果可以看出, 协作基站数越多, 估计性能越差, 这是因为前面的分析中假设接收信号的循环互相关函数谱峰没有互相重叠, 而当协作基站越多, 叠加的情况趋于明显, 估计检测能力下降。另外, 观测帧长  $L$  越大, 循环互相关函数的估计结果更加趋于理论统计值, 从而估计性能更好。总体而言, 该方法能有效地估计分布式天线的定时估计问题。

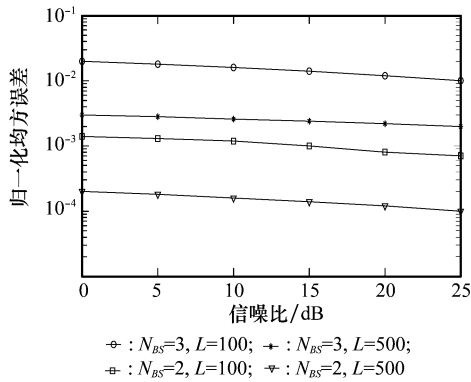


图 4 定时性能仿真图

### 4 结 论

本文提出了一种用于协作传输 MIMO-OFDM 系统的盲定时算法,该算法不需任何辅助数据,利用接收信号的循环平稳特性,根据天线间时延导致的接收信号循环自相关函数的偏移量得到天线间的时延差值。采用一种基于滑动窗的检测算法,得到各天线时延值。仿真结果证明,该算法在可接受的复杂度的条件下,能有效的估计出分布式天线间的时延。

### 参 考 文 献:

[1] Mitran P, Ochiai H, Tarokh V. Spacetime diversity enhancements using collaborative communications[J]. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2005, 51(6): 2041 - 2057.

[2] 张平. Beyond 3G 移动通信系统关键技术[J]. 北京邮电大学学报, 2002, 25(3): 1 - 6.

[3] Li W X, Liu S Y. A new method of OFDM timing synchronization[C]// *The International Workshop on Modern Science and Technology*, 2008: 354 - 359.

[4] Sen D, Chakrabarti, Saswat. Symbol timing synchronization for ultra wide-band multi-band OFDM systems[C]// *3rd IEEE Create-Net International Conference on Communication Systems Software and Middleware*, 2007: 200 - 203.

[5] Wen Y B, Danilo L F. A postfix synchronization method for OFDM and MIMO-OFDM systems[C]// *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, 2008: 1 - 6.

[6] Yang B, Wang Y. FPGA design of timing synchronization in MIMO-OFDM system[J]. *Beijing University of Posts and Telecommunications*, 2006, 29(8): 99 - 102.

[7] Schmidl T M, Cox D C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM[J]. *IEEE Trans. on Communications*, 1997, 45 (7): 1613 - 1621.

[8] Guo F, Li D. A novel timing synchronization method for distributed MIMO-OFDM system[C]// *IEEE Vehicular Technology Conference*, 2006: 1933 - 1936.

[9] 张建华, 冯冲, 刘毅, 等. 用于 MIMO-OFDM 系统的定时同步算法[J]. 北京邮电大学学报, 2009, 32(1): 1 - 4.

[10] Ghogho M, Swami A. Blind frequency offset estimator for OFDM systems transmitting constant-modulus symbols [J]. *IEEE Communications Letter*, 2002, 6(8): 343 - 345.

[11] Liu H, Tureli U. A high efficiency carrier estimator for OFDM communications[J]. *IEEE Communication Letter*, 1998, 2 (4): 104 - 106.

[12] Shahbazpanahi S, Gershman A B, Giannakis G B. Blind and semi blind channel and carrier frequency-offset estimation in orthogonally space time block coded MIMO systems[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2008, 56(2): 702 - 711.

[13] Hsieh M H, Wei C H. A low-complexity frame synchronization and frequency offset compensation scheme for OFDM systems over fading channels[J]. *IEEE Trans. on Vehicle Technology*, 1999, 48(9): 1596 - 1609.

[14] Lashkarian N, Kiaei S. Class of cyclic based estimators for frequency offset estimation of OFDM systems[J]. *IEEE Trans. on Communications*, 2000, 48(12): 2139 - 2149.

[15] Yao Y, Giannakis G B. Blind carrier frequency offset estimation in SISO, MIMO and multiuser OFDM systems[J]. *IEEE Trans. on Communications*, 2005, 53(1): 173 - 183.

[16] Bolcskei H. Blind estimation of symbol timing and carrier frequency offset in wireless OFDM systems[J]. *IEEE Trans. on Communications*, 2001, 49(6): 988 - 999.

[17] 郭海友. 不同无线组网形态下的多天线关键技术研究[D]. 上海: 中科院上海微系统与信息技术研究所, 2009.

[18] 3rd generation partnership project. 3GPP TS 36. 211 v9. 1. 0[EB/OL]. [2010 - 03 - 23]. [http://www.3gpp.org/ftp/specs/archive/36\\_series/36.211/](http://www.3gpp.org/ftp/specs/archive/36_series/36.211/).