

快衰落信道下的分布式 MIMO 差分检测方案

窦冬冬, 刘军博, 王大鸣, 李兆训

(解放军信息工程大学 信息工程学院, 河南 郑州 450002)

摘 要: 在快衰落分布式 MIMO 系统中, 由于信道状态信息的快速变化, 很难满足相邻空时码块的信道衰落系数保持不变, 导致传统的分布式 MIMO 差分检测方案性能严重下降而不再适用。针对这一问题, 提出了一种改进的分布式 MIMO 的差分检测方案。这种方案通过在发送端重组相位差分调制后的空时码矩阵, 以一定的处理时延和额外的能量开销来降低信道的快速变化对系统性能的影响。理论分析与计算机仿真均表明, 在快衰落环境中, 与已有的分布式发射天线差分空时检测相比能够显著提高系统的误码性能。

关键词: 分布式发射天线; 多输入多输出; 信道传播时延; 差分检测

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2012)06-0050-05

Differential detection scheme for distributed MIMO systems in fast fading channel

DOU Dong-dong, LIU Jun-bo, WANG Da-ming, LI Zhao-xun

(Institute of Information Engineering, PLA Information Engineering University, Zhengzhou 450002, China)

Abstract: In the fast fading distributed MIMO system, it is difficult to keep the channel fading coefficient unchanged in adjacent space-time blocks due to the rapid changed state information, which leads to the traditional distributed MIMO differential detection scheme is not suitable any. Aiming at this matter, an improved differential detection scheme was proposed. By recombining space-time codes which were differential modulated by phase, this differential detection scheme reduced the influence from fast fading channels at the cost of larger processing delay and additional transmission power. Theoretical analysis and some computer simulation results show that this scheme can improve the BER performance remarkably in fast fading channels compared with the existing the conventional differential space time detection.

Key words: distributed transmit antennas; multiple input multiple output; channel propagation delay; differential detection

1 引言

分布式发射天线^[1] (DTA, distributed transmit antennas) 系统因其平均接入距离短、节约发射功率、覆盖范围更广等优点, 受到越来越多的关注。将多输入多输出 (MIMO, multiple input multiple output) 技术应用到分布式天线系统中, 可以形成

具有分布式发射天线的 MIMO 系统 (简称为分布式 MIMO 系统)。与传统的集中式 MIMO 系统相比, 分布式 MIMO 系统能有效地抵抗阴影衰落、并可获得更高的系统容量^[2,3]。因此, 对分布式 MIMO 系统中相关技术问题的研究具有重要现实意义。

在分布式 MIMO 系统中, 采用相干接收能获得最大分集增益或编码增益, 这要求接收机能够获得

收稿日期: 2011-12-14; 修回日期: 2012-04-14

基金项目: 国家科技重大专项基金资助项目 (2011ZX03003-003-02, 2009ZX03003-008-02); 国家高技术研究发展计划 (“863”计划) 基金资助项目 (2009AA011504)

Foundation Items: The Important National Science & Technology Specific Project (2011ZX03003-003-02, 2009ZX03003-008-02); The National High Technology Research and Development Program of China (863 Program) (2009AA011504)

理想的信道状态信息 (CSI, channel state information)。但是, 在有些情况下, 如高速的移动环境中、信道衰落条件快速改变时等, 很难准确地估计信道状态信息, 或者准确估计信道状态信息的代价很高。因此, 对于此类情况, 研究分布式 MIMO 系统的非相干检测是必要的。国内外学者对传统的集中式 MIMO 系统的差分检测进行了一定的研究, 如 Hughes 提出的基于群结构的差分空时调^[4], Hassibi 提出了基于 Cayley 变换的 DSTMP^[5]等。

但在分布式 MIMO 系统中, 由于发射天线在地域上的分布性会引起各天线的发射信号不同时到达接收端, 导致传统的集中式 MIMO 系统差分检测算法失灵。针对这一问题文献[6]提出了一种适用于分布式 MIMO 系统差分空时调制方法, 该方法在发射端将相邻的空时矩阵对应的数据符号进行相位差分调制后发射, 接收端利用前后接收量判断相位信息恢复发送端数据信息。

文献[6]所提出的差分空时调制, 在连续发送 2 个矩阵的过程中, 假定信道状态信息基本保持不变。但在快速的衰落环境中很难满足这一条件, 从而影响系统的性能。为解决这一问题, 本文设计出一种适用于快速衰落信道下的分布式 MIMO 差分检测方案, 此方案通过重组发送端的空时矩阵, 依次发送具有相位关系的符号来减小快衰落信道的影响, 从而能够获得更好的系统性能。

2 分布式 MIMO 系统模型

分布式 MIMO 系统模型如图 1 所示, 其基本结构是由中心接入点通过光纤互联引出若干个分布式天线端口, 每个天线端口有若干根天线, 这些天线端口的覆盖区域被认为是一个伪小区。此分布式

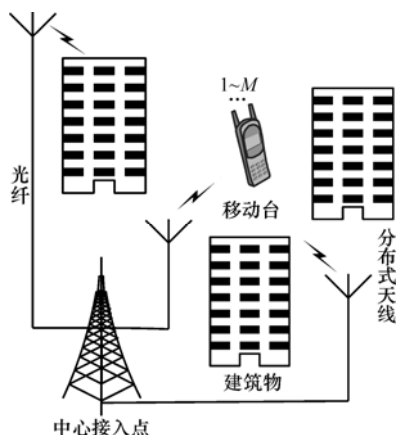


图 1 分布式 MIMO 系统模型

天线系统将起到如下作用: ①通过中心节点的联合处理解决各端口节点的资源重用与复用; ②尽量保证任意地点、任意移动方向的终端都有天线节点与之存在直射路径; ③提供有效的 MIMO 通道, 以支持并行传输。

本文中假设共有 M 个分布式发射天线端口, 每个天线端口只配有一根发射天线, 故可以认为天线端口的序号即为各发射天线的序号。

在发射端, 发射天线 k 上低通等效的复基带信号可以表示为^[7]

$$s_k(t) = \sqrt{\frac{E}{M}} \sum_{i=0}^{S-1} b_k(i) g(t-iT), \quad k=1, \dots, M \quad (1)$$

其中, S 为每个发射天线一帧内发送的数据符号数; $b_k(i)$ 表示第 k 个发射天线在发射第 i 个调制数据符号, 当 $i \notin \{0, 1, \dots, S-1\}$ 时 $b_k(i)=0$; M 是发送天线个数; E 是发射总功率, 假设各发射天线等功率发射, 即每个发射天线的发射功率为 E/M ; T 表示一个发送符号的周期; $g(t)$ 为数据符号周期内的基带成型脉冲, 在工程实现 $g(t)$ 式加窗后的时限信号, 在区间 $[0, T]$ 外为零, 且 $\frac{1}{T} \int_0^T g(t) g^*(t) dt = 1$ (上标*表示复共轭)。

发射信号经过分布式 MIMO 信道后到达 J 个集中放在一起的天线阵列, 第 j 个接收天线的接收信号为^[7]

$$Y_j = \sqrt{\frac{E}{M}} \mathbf{R} \mathbf{H}_j \mathbf{b} + \boldsymbol{\eta}_j \quad (2)$$

其中, $\mathbf{Y}_j = [y_{j,1}(0), \dots, y_{j,M}(0), \dots, y_{j,1}(S-1), \dots, y_{j,M}(S-1)]^T$, 是 $SM \times 1$ 阶的接收信号列向量。 $\mathbf{H}_j = \text{diag}\{h_{j,1}(0), \dots, h_{j,M}(0), \dots, h_{j,1}(S-1), \dots, h_{j,M}(S-1)\}$, 是 $SM \times SM$ 阶的对角信道矩阵。 $\boldsymbol{\eta}_j = [\eta_{j,1}(0), \dots, \eta_{j,M}(0), \dots, \eta_{j,1}(S-1), \dots, \eta_{j,M}(S-1)]^T$, 是 $SM \times 1$ 阶噪声列向量, \mathbf{R} 是 $SM \times SM$ 阶的对称矩阵。 $\mathbf{b} = [b_1(0), \dots, b_M(0), \dots, b_1(S-1), \dots, b_M(S-1)]^T$, 是 $SM \times 1$ 阶的发送信号列向量。 $(\cdot)^T$ 表示矩阵转置, $\text{diag}(\cdot)$ 表示对角矩阵。

当只考虑一个接收天线时, 式 (2) 可化简为

$$Y = \sqrt{\frac{E}{M}} \mathbf{R} \mathbf{H} \mathbf{b} + \boldsymbol{\eta} \quad (3)$$

3 分布式 MIMO 的差分检测

3.1 传统的差分检测方案

文献[6]给出了一种无需信道状态信息的分布

式 MIMO 差分检测方案, 该方案在发送数据之前先进行差分编码。假设系统发射符号采用 PSK 星座符号, 初始时刻, 发射端发射的空时码矩阵:

$$\mathbf{B}^0 = \begin{bmatrix} \sqrt{1/M} & \sqrt{1/M} & \cdots & \sqrt{1/M} \\ \sqrt{1/M} & \sqrt{1/M} & \cdots & \sqrt{1/M} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \sqrt{1/M} & \sqrt{1/M} & \cdots & \sqrt{1/M} \end{bmatrix}_{M \times S} \quad (4)$$

该发射矩阵不代表任何信息, 只进行初始化, 矩阵各元素 $\sqrt{1/M}$ 是发射功率归一化。假设第 $l-1$ 个时刻发送的空时码矩阵对应为

$$\mathbf{B}^{l-1} = \begin{bmatrix} b_{1,1}^{l-1} & b_{1,2}^{l-1} & \cdots & b_{1,S}^{l-1} \\ b_{2,1}^{l-1} & b_{2,2}^{l-1} & \cdots & b_{2,S}^{l-1} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ b_{M,1}^{l-1} & b_{M,2}^{l-1} & \cdots & b_{M,S}^{l-1} \end{bmatrix}_{M \times S} \quad (5)$$

在发送端每 $SM \times a$ 个比特调制成 SM 个 PSK 星座符号: $x_{1,1}^l, x_{2,1}^l, \dots, x_{M,S}^l$, 利用这些调制符号生成数据块矩阵:

$$\mathbf{X}^l = \begin{bmatrix} x_{1,1}^l & x_{1,2}^l & \cdots & x_{1,S}^l \\ x_{2,1}^l & x_{2,2}^l & \cdots & x_{2,S}^l \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ x_{M,1}^l & x_{M,2}^l & \cdots & x_{M,S}^l \end{bmatrix}_{M \times S} \quad (6)$$

然后, 利用该矩阵进行差分编码, 生成第 l 个时刻发送的空时码矩阵:

$$\mathbf{B}^l = \mathbf{B}^{l-1} \bullet \mathbf{X}^l \quad (7)$$

其中“ \bullet ”代表矩阵的 Hadamard 积^[8]。矩阵 \mathbf{B}^l 映射成 b 的形式, 在 S 个连续时刻被发送出去。

在接收端, 只考虑一根接收天线, 矩阵 \mathcal{R} 可通过系统同步获得, 将式 (3) 两端乘以 \mathcal{R}^{-1} 可得:

$$\hat{\mathbf{Y}}^l = \sqrt{\frac{E}{M}} \mathbf{H}^l b^l + \hat{\boldsymbol{\eta}}^l \quad (8)$$

其中,

$$\hat{\mathbf{Y}}^l = [\hat{y}_1^l(0), \dots, \hat{y}_M^l(0), \dots, \hat{y}_1^l(S-1), \dots, \hat{y}_M^l(S-1)]^T \quad (9)$$

$$\mathbf{H}^l = \text{diag}(h_1^l(0), \dots, h_M^l(0), \dots, h_1^l(S-1), \dots, h_M^l(S-1)) \quad (10)$$

$$b^l = [b_{1,1}^l, \dots, b_{M,1}^l, \dots, b_{1,S}^l, \dots, b_{M,S}^l] \quad (11)$$

$$\hat{\boldsymbol{\eta}}^l = \mathcal{R}^{-1} \boldsymbol{\eta}^l \quad (12)$$

由式 (7) 和式 (11) 可知, b^l 与 b^{l-1} 有如下关系:

$$b^l = \bar{\mathbf{X}}^l b^{l-1} \quad (13)$$

其中, $\bar{\mathbf{X}}^l = \text{diag}\{x_{1,1}^l, \dots, x_{M,1}^l, \dots, x_{1,S}^l, \dots, x_{M,S}^l\}$, 又因为该方案假设信道是慢衰落的: 在发射 2 个空时码矩阵期间, 信道状态不变, 即 $\mathbf{H}^l = \mathbf{H}^{l-1}$, 故根据式 (8) 和式 (13) 可得:

$$\hat{\mathbf{Y}}^l = \sqrt{\frac{E}{M}} \mathbf{H}^l b^l + \hat{\boldsymbol{\eta}}^l = \bar{\mathbf{X}}^l \hat{\mathbf{Y}}^{l-1} + \hat{\boldsymbol{\eta}}^l \quad (14)$$

其中, $\hat{\boldsymbol{\eta}}^l = \hat{\boldsymbol{\eta}}^l - \bar{\mathbf{X}}^l \hat{\boldsymbol{\eta}}^{l-1}$, 因此符号 $x_{1,1}^l, x_{2,1}^l, \dots, x_{M,S}^l$ 可由最大似然来求解:

$$\begin{aligned} (\hat{x}_{1,1}^l, \hat{x}_{2,1}^l, \dots, \hat{x}_{M,S}^l) &= \arg \min \left\{ \left\| \hat{\mathbf{Y}}^l - \bar{\mathbf{X}}^l \hat{\mathbf{Y}}^{l-1} \right\|^2 \right\} \\ &= \arg \max_{x_{1,1}^l, x_{1,1}^l, \dots, x_{M,S}^l \in \Omega} \left\{ \text{Re} \left((\hat{\mathbf{Y}}^l)^H \bar{\mathbf{X}}^l \hat{\mathbf{Y}}^{l-1} \right) \right\} \\ &= \arg \max_{x_{1,1}^l, x_{1,1}^l, \dots, x_{M,S}^l \in \Omega} \left\{ \sum_{m=1, s=1}^{M, S} f_{m,s} \left(x_{m,s}^l \right) \right\}^l \end{aligned} \quad (15)$$

其中, Ω 表示调制符号的集合, $f_{m,s}(x_{m,s}^l)$ 有以下形式:

$$f_{m,s}(x_{m,s}^l) = \text{Re} \{ (\hat{\mathbf{y}}^l)^*_{M(s-1)+m} (\hat{\mathbf{y}}^{l-1})_{M(s-1)+m} x_{m,s}^l \} \quad (16)$$

由于 $x_{1,1}^l, x_{2,1}^l, \dots, x_{M,S}^l$ 相互独立, 故 $f_{m,s}(x_{m,s}^l)$ 相互独立, 式 (16) 等效为

$$\hat{x}_{m,s}^l = \arg \max_{x_{m,s}^l \in \Omega} (f_{m,s}(x_{m,s}^l)) \quad (17)$$

从上式中可以看出, $x_{m,s}^l$ 可分别进行差分检测, 来估计发送信号, 大大降低了接收机的计算复杂度。

3.2 快衰落信道下的差分检测方案

如上所述, 传统的差分检测方案能够正确接收的前提是 $\mathbf{H}^l = \mathbf{H}^{l-1}$, 但当信道变化较快不能满足这个条件时, 系统的性能就会严重下降。针对这一问题, 本文提出一种改进的差分检测方案, 该方案通过发送重组相位差分调制后的空时码矩阵, 以一定的处理时延和额外的能量开销来降低信道的快速变化对系统性能的影响, 具体步骤如下。

Step1 初始化

在新方案中, 把 N 个连续发送的矩阵 $\mathbf{B}^0, \mathbf{B}^1, \dots, \mathbf{B}^{N-1}$ 看成一组, 这些矩阵在 NS 个连续的时间间隔中被发送完。在每发送一组矩阵时, 都要先生成一个参考矩阵如式 (4), 然后同样根据式 (7) 进行差分编码。

Step2 重组发送矩阵

这种新方法引入一个 $M \times NS$ 阶的矩阵 \mathbf{U} , 该矩

阵中的元素由下式可得:

$$U(i, (k-1) * N + n + 1) = B_{i,k}^n \quad (18)$$

$$i, k, n = 1, \dots, M; 1, \dots, S; 0, \dots, N-1$$

其中, $U(i, (k-1) * N + n + 1)$ 表示矩阵 U 的第 i 行与 $(k-1) * N + n + 1$ 列, $B_{i,k}^n$ 表示矩阵 B^n 的第 i 行与 k 列。依次把 U 矩阵的 S 列映射成发送向量 b 的形式发送出去。对应于发送矩阵 U 的接收向量用 \bar{Y} 。

Step3 恢复发送信号

在接收端, 把接收到的信号 \bar{Y} 重组成分应依次发射信号矩阵 B^n 的接收向量:

$$\hat{Y}^n = \bar{Y} (i + nM + (k-1)NM) \quad (19)$$

$$i, k, n = 1, \dots, M; 1, \dots, S; 0, \dots, N-1$$

其中, \bar{Y} 为 $SM * N * 1$ 阶的列向量, \hat{Y}^n 为对应于空时矩阵 B^n 的接收向量, 联合 \hat{Y}^n 与 \hat{Y}^{n-1} , 因此可采用式 (17) 所推导的检测方法恢复发送符号, 故本文方案同样适用接收端单根天线接收。

在新方案中的发送端, 矩阵 B^0 的第 1 列在时刻 0 发送出; 第 2 列在时刻 N 发送出去, B^0 的最后一列在 $N(S-1)$ 时刻发送出去, B^1 的第 1 列在时刻 1 发送出去, 依次类推。可以看出, 矩阵 B^n 各列不是连续发送的而是间隔给定的时间 N 进行发送; 在传统的差分检测方案, 矩阵 B^0 的所有列发送结束后, 再发送 B^1 的各列, 为了利用它们之间的差分相位关系恢复发送信号, 需要的条件是 $H^l = H^{l-1}$, 而发送这 2 列符号的时间间隔为 S , 这就要求 CSI 在持续 S 个符号周期内基本保持不变, 显然这种条件在现实中很难满足, 对于快速移动的环境更加不切实际。因此, 当信道快速衰落时, 这种检测方案就不再适用, 系统的误码性能会严重下降。但在新的差分检测方案中, 每 2 个连续矩阵对应的列是连续发送出去的, 即具有相应差分关系的列是在相邻时刻发射出去, 要恢复发送信号只需要相邻时刻的信道衰落系数近似不变就可以了, 即本文方案只要求 CSI 在持续 1 个符号周期内基本保持不变。在快速衰落的信道条件下, 相对信道状态在持续 S 的时间内保持不变而言, 相邻时刻 CSI 保持不变更加容易实现, 因此本文所提的差分检测更加适用于快衰落信道。

在传统的差分检测方案中, 发送了参考矩阵 B^0 后, 接着就可以依次发送信息矩阵 B^l , 接收端就可以依次解调。而在新方案中, 由于必须要 N 个发送矩阵全部都到齐后, 才能开始解调, 因此会有 N 个矩阵长的系统时延。另外, 每发送 N 个矩阵就得发送一个参

考矩阵 B^0 , 因此该方案还会损失一定的频带利用率。故选取 N 的大小时要综合考虑系统的时延和开销。

4 性能与仿真结果分析

为分析新方案的性能, 进行了计算机仿真。不失一般性, 假设在每一数据帧中含有 100 个时隙, 一个时隙内发送 2 个空时码块, 每个空时码块的长度即 S 分别取 2 和 4, 每对收发天线间的信道衰落系数服从瑞利分布; 在仿真中采用 2 种信道场景: ①相邻码块之间的衰落系数基本不变, 不同时隙之间的衰落系数变化的慢衰落信道; ②相邻符号之间的衰落系数基本不变, 不同码块之间的衰落系数变化的快衰落信道; 本文中 N 分别取 20、100 和 200, 采取 BPSK 的调制方式; 发射天线端口数 $M=4$, 对应 4 个分布式发射天线的传播时延分别是 $\tau_1, \tau_2, \tau_3, \tau_4$, 不失一般性, 设 $\tau_1=0$, 其余为相对时延, 各时延场景如表 1 所示, 接收天线个数取 1 和 4, 4 天线接收采用等增益合并方式。

| 信道传播时延 | 场景 1 | 场景 2 |
|----------|--------|--------|
| τ_1 | 0 | 0 |
| τ_2 | $0.2T$ | $0.3T$ |
| τ_3 | $0.4T$ | $0.6T$ |
| τ_4 | $0.6T$ | $0.9T$ |

图 2 为在 4 发 1 收, 时延场景 1 下, S 取 2、 N 取 100 时, 比较了不同信道条件下本文方案与传统方案的性能曲线。由图可知, 在慢衰落信道中, 本文方案与传统方案相比能够获得相近的误码率曲线, 而在快衰落信道中, 可以看出在相同信噪比条件下本文提出方案的误比特率要低得多, 且随着信噪比的增加本文方案的优势更加明显。另外, 本文方案在 2 种信道环境下的性能差别很小, 在 $BER=10^{-3}$ 时, 性能损失在 2dB 左右, 而传统方案的性能损失却在 10dB 以上。

图 3 为在 4 发 1 收, 时延场景 1 下, 快衰落环境中, N 取 100 时比较了 S 分别为 2 和 4 时本文方案与传统方案的性能曲线。从图可以看出, 随着一个时隙内发送符号数目的增加, 本文方案的性能更加优越。

图 4 为在 4 发 1 收, 时延场景 1 下, 快衰落环境中, S 取 2 时比较了不同长度 N 对本文方案的影响。由图可知, 随着 N 的减小, 检测的性能会提高, 这是通过增加系统的开销换来的。

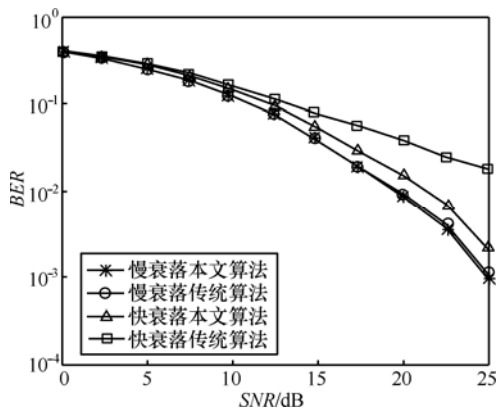


图 2 2 种方法在不同信道条件下的性能仿真曲线

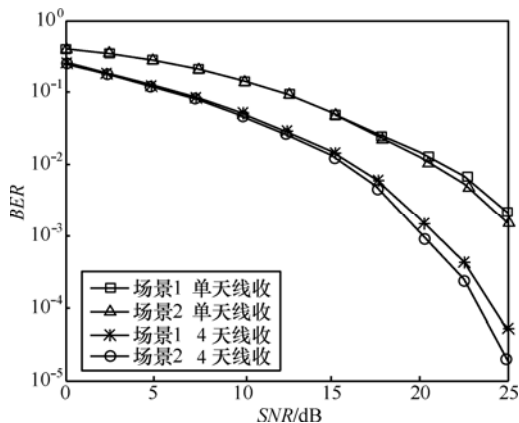


图 5 本文方法在不同时延场景下的性能仿真曲线

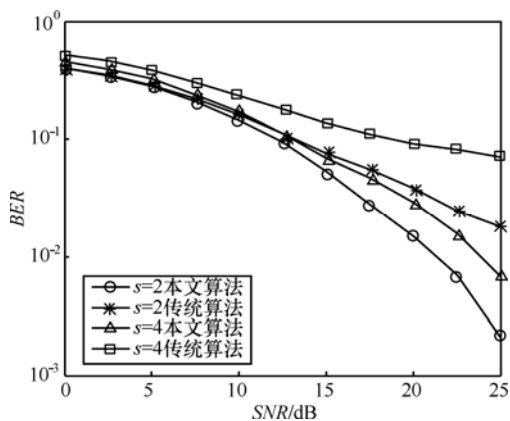


图 3 本文方法在不同时隙长度下的性能仿真曲线

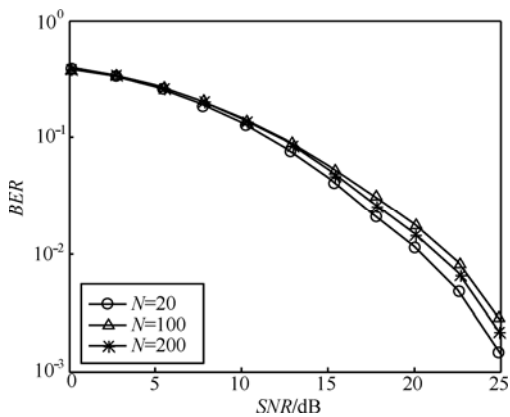


图 4 本文方法在不同 N 长度下的性能仿真曲线

图 5 为分别在 4 发 1 收与 4 发 4 收的快衰落环境中, S 取 2、 N 取 100 时, 比较了不同的时延场景对本方案性能的影响。仿真结果表明, 当接收端合并天线数增加时, 通过接收天线的分集明显提高了算法的误码性能。另外, 在收发天线个数相同的情况下, 不同的传播时延场景对应的误码性能不同, 这是因为不同的时延场景对应不同 \mathcal{H} , 而由式 (8) 可知, \mathcal{H} 会影响噪声分量的值, 故不同的传播时延会有不同的误码率曲线。

5 结束语

本文提出了适用于分布式 MIMO 系统的差分检测方案, 该方案通过重组发送端的空时码矩阵来降低快速变化的衰落信道对系统性能的影响。与已有的分布式 MIMO 系统的差分检测方案相比, 本文方案同样对接收天线数没有要求, 且在快衰落信道环境中更有更优的误码性能。因而, 本文所提出的方案在实际中有其应用价值。

参考文献:

- [1] ZHOU S D, ZHAO M, XU X B, *et al.* Distributed wireless communication system: a new architecture for future public wireless access[J]. IEEE Communications Magazine, 2003, 41(3):108-113.
- [2] SIMEONE O, SOMEKH O, VINCENT H, *et al.* Distributed MIMO in multi-cell wireless systems via nite-capacity links[A]. Proc IEEE ISCCSP 2008[C]. Malta, 2008. 203-206.
- [3] PARK J, EUISEOK S, SUNG W. Capacity analysis for distributed antenna systems using cooperative transmission schemes in fading channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009,8(2): 586-592.
- [4] HUGHES B L. Differential space-time modulation[J]. IEEE Trans on Inform Theory, 2000, 46(7): 2567-2568
- [5] HASSIBI B, HONHWALD B M. Cayley differential unitary space-time codes[J].IEEE Trans on Inform Theory,2002,48(6): 1485-1503.
- [6] 孙德福, 唐友喜, 邵士海. 一种基于分布式发射天线的差分空时调制方法[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(3):759-762.
SUN D F, TANG Y X, HAO S H. Differential space time modulation with distributed transmit antennas[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2008, 30(3):759-762.
- [7] 易新平, 唐友喜, 邵士海等. 分布式发射天线 MIMO 信号的最优线性检测[J]. 电子学报, 2009, 37(12):2694-2699.

(下转第 63 页)