

一种分布式 MIMO 差分检测方法

孙德福, 唐友喜, 邵士海, 马万治

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室, 四川成都 610054)

摘 要: 本文提出一种无需信道估计的分布式 MIMO 差分编码及检测方法: 发送端将发射符号进行相位差分调制后生成空时码矩阵进行发射, 接收端利用前后接收量判断相位信息恢复出发送端数据信息. 本文将该方法在不同信道传播时延场景下进行了仿真验证, 仿真结果表明, 在相同 E_b/N_0 情况下, 不同信道传播时延对应的误码率性能不同: 在信道传播时延从 $0.1T_s$ 到 $0.9T_s$ 的变化过程中, 误码率随信道传播时延的增大先降低后升高, 当信道传播时延为 $0.6T_s$ 左右误码率达到最低, 存在使系统误码率性能较好的信道传播时延.

关键词: 分布式多入多出; 信道状态信息; 信道传播时延; 差分检测

中图分类号: TN914 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2007) 10-1980-04

A Differential Detection Scheme for Distributed MIMO

SUN De-fu, TANG You-xi, SHAO Shi-hai, MA Wan-zhi

(National Key Laboratory of Communication, UESTC, Chengdu, Sichuan 610054, China)

Abstract: This paper proposes a differential encoding and detection scheme for distributed MIMO system where channel estimation is not needed to know the channel knowledge. At the transmitter, space-time codes are constructed with symbols which are differentially modulated by phase. The phase information is detected using two consecutive received signal vectors. The proposed scheme is evaluated in different channel propagation delay cases, and the simulation results show that the bit error rate (BER) performance is nonidentical in different propagation delay cases: the BER first decreases and then increases as the channel propagation delay changes from 0.1 symbol period to 0.9 symbol period. The BER performance is better when the propagation delay is about 0.6 symbol period, and there exists a delay case when the system achieves better performance.

Key words: distributed multiple input multiple output; channel state information; channel propagation delay; differential detection

1 引言

作为未来无线空中接口发展的新趋势, 分布式无线通信系统^[1] (Distributed Wireless Communication System) 受到越来越多的关注. 分布式多入多出 (Distributed MIMO, Distributed Multiple Input Multiple Output) 技术作为分布无线通信系统的一种具体形式, 具有分布式无线通信系统的众多优点: 采用分布式天线结构, 可以使得收发天线间的链路更加独立, 能达到更高的系统容量^[2]; 由于天线分布于小区中不同地理位置, 能有效缩短信号的接入距离, 降低发射信号功率, 提高小区覆盖率^[1, 3, 4].

在分布式 MIMO 系统中, 为了获取信道状态信息 (CSI, Channel State Information), 需要占用额外的带宽资源, 收发天线数目越大, 占用的带宽资源越多; 由于各发射天线的发射信号不同时到达接收端, 用于信道估计的

导引设计及发射方法都存在一定困难; 在高速移动或者天线数目较多情况下, 系统接收端难以获得准确的信道状态信息. 因此, 在分布式 MIMO 系统中, 研究无需做信道估计的非相干检测技术很有必要.

国内外学者对同步 MIMO (信号同时发射, 同时到达接收端) 差分检测技术进行了一定研究, 如 Hughes 提出基于群结构的差分空时调制^[5, 6]; Hassibi 提出了基于 Cayley 变换的 DSTM^[7]; 文献[8, 9] 分别提出基于 Alamouti 空时码的线性差分法和基于 Amicable Orthogonal 设计的差分方法等. 但是, 采用分布式发射天线结构的 MIMO 系统, 由于发射天线在地域上的分布性引起各发射天线的发射信号不同时到达接收天线, 同步 MIMO 差分检测算法不再适用.

到目前为止, 还未发现分布式 MIMO 差分检测技术的相关研究文献. 针对这一问题, 本文提出一种适用于

分布式 MIMO 系统的差分编码及检测方法, 在发送端和接收端都未知信道状态信息的情况下, 系统可进行非相干检测。

本文其余部分是这样安排的: 第二章给出分布式 MIMO 系统模型; 第三章部分给出一种分布式 MIMO 差分编码及检测方法; 仿真结果在第四章部分给出; 最后是对全文总结。

2 分布式 MIMO 系统模型

文献[10]提出了分布式 MIMO 系统模型, 本文假设系统有 2 根发射天线, 1 根接收天线。如图 1 所示, 发送端将待发射符号经过调制后, 通过光纤或同轴电缆送到远端的分布式发射天线, 经分布式发射天线发射到无线电传播介质。由于各发射天线到接收天线的距离不同, 导致了发射天线到接收天线间信道传播时延不同, 各天线发射符号不同时到达接收端。不失一般性, 本文假设最大信道传播时延小于 1 个符号周期。

假设每根发射天线在两个连续时刻内发射了 2 个符号, 则发射天线 k 上的低通等效复基带信号可以表示为^[10]:

$$s_k(t) = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \{ b_k(0)g(t) + b_k(1)g(t - T_s) \} \quad k = 1, 2 \quad (1)$$

其中, E_s 是 2 根发射天线的总发射功率, 本文同样假设各天线的发射功率相等; $b_k(i)$, $i = 0, 1$ 是第 k 根发射天线上第 i 个调制符号; $g(t)$ 是发射天线的等效复基带波形。分步 MIMO 信号经过分布式 MIMO 信道后到达接收端, 接收端对接收信号进行匹配滤波, 匹配滤波器组输出值可以表示为^[10]:

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \mathbf{R} \mathbf{H} \mathbf{b} + \boldsymbol{\eta} \quad (2)$$

$$\text{其中} \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}(0) & \mathbf{R}(-1) \\ \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\mathbf{Y} = (\mathbf{y}^T(0), \mathbf{y}^T(1))^T \quad (4)$$

$$\mathbf{H} = \text{diag}\{ \mathbf{h}(0), \mathbf{h}(1) \} \quad (5)$$

$$\mathbf{b} = (\mathbf{b}^T(0), \mathbf{b}^T(1))^T \quad (6)$$

$$\boldsymbol{\eta} = (\boldsymbol{\eta}^T(0), \boldsymbol{\eta}^T(1))^T \quad (7)$$

其中, $(\cdot)^T$ 代表矩阵转置操作, $\text{diag}(\cdot)$ 代表对角矩阵, $\mathbf{R}(0)$, $\mathbf{R}(1)$, $\mathbf{R}(-1)$ 是 2×2 阶信道相关矩阵, $\mathbf{R}$ 是 4×4 阶块对称 Toeplitz 矩阵, $\mathbf{H}$ 是 4×4 阶对角矩阵, 文献[10]给出了各变量的具体定义及推导。

3 分布式 MIMO 差分检测

3.1 差分编码

本文中, 发射矩阵采用 Alamouti 空时码^[11]形式, 发

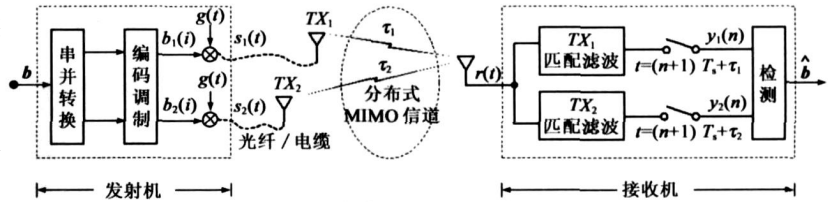


图 1 分布式 MIMO 系统模型

射符号都是 MPSK 星座符号。在系统接收端未知信道状态信息的情况下, 发送端在数据发送之前需要进行差分编码。发送端将每 $2a$ 个数据比特组成一个数据块, 其中, a 为正整数。初始时刻, 发射端发射空时码矩阵:

$$\mathbf{X}_0 = \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (8)$$

该发射矩阵不代表任何信息, 只进行初始化。在两个连续时刻, $(1/\sqrt{2}, 1/\sqrt{2})$, $(-1/\sqrt{2}, 1/\sqrt{2})$ 分别从两根天线发射出去。假设第 $l-1$ 个数据块对应的编码矩阵为:

$$\mathbf{X}_{l-1} = \begin{bmatrix} x_{l-1,1} & -x_{l-1,2}^* \\ x_{l-1,2} & x_{l-1,1}^* \end{bmatrix} \quad (9)$$

在两个连续时刻, 符号 $(x_{l-1,1}, x_{l-1,2})$ 和 $(-x_{l-1,2}^*, x_{l-1,1}^*)$ 分别从两根天线发射出去。对于第 l 个数据块, 前 a 个比特和后 a 个比特分别调制到 MPSK 星座上的点 x_1, x_2 ($x_1, x_2 \in \Omega$), 用 x_1, x_2 进行差分调制:

$$\begin{cases} x_{l,1} = x_{l-1,1} \bullet x_1 \\ x_{l,2} = x_{l-1,2} \bullet x_2 \end{cases} \quad (10)$$

利用 $(x_{l,1}, x_{l,2})$ 生成空时码矩阵:

$$\mathbf{X}_l = \begin{bmatrix} x_{l,1} & -x_{l,2}^* \\ x_{l,2} & x_{l,1}^* \end{bmatrix} \quad (11)$$

在两个连续时刻, 符号 $(x_{l,1}, x_{l,2})$ 和 $(-x_{l,2}^*, x_{l,1}^*)$ 分别从两根天线发射出去。以上编码过程不断进行下去, 直至数据发送完毕。

3.2 差分接收

假设接收端有 1 根接收天线, 由式(2), 第 l 个发射矩阵对应的接收信号经过匹配滤波之后, 可得:

$$\mathbf{Y}_l = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \mathbf{R} \mathbf{H} \mathbf{b}_l + \boldsymbol{\eta}_l \quad (12)$$

其中, $\mathbf{Y}_l = (y_{l,1}, y_{l,2}, y_{l,3}, y_{l,4})^T$, $\mathbf{H}_l = \text{diag}\{h_1, h_2, h_3, h_4\}$, $\mathbf{b}_l = (x_{l,1}, x_{l,2}, -x_{l,2}^*, x_{l,1}^*)^T$, $\boldsymbol{\eta}_l = (\eta_{l,1}, \eta_{l,2}, \eta_{l,3}, \eta_{l,4})^T$ 。式(12)中的下标“ l ”代表第 l 个数据块对应的结果, 后面公式中的标识含义相同。相关矩阵 $\mathbf{R}$ 可通过系统同步获得, 因此, 在差分检测系统中, 接收端已知该矩阵数值。上式可以表示如下:

$$\tilde{\mathbf{Y}}_l = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \mathbf{H}_l \mathbf{b}_l + \tilde{\boldsymbol{\eta}}_l \quad (13)$$

其中, $\tilde{\mathbf{Y}}_l = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{Y}_l = (\tilde{y}_{l,1}, \tilde{y}_{l,2}, \tilde{y}_{l,3}, \tilde{y}_{l,4})$, $\tilde{\mathbf{n}}_l = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{n}_l = (\tilde{n}_{l,1}, \tilde{n}_{l,2}, \tilde{n}_{l,3}, \tilde{n}_{l,4})^T$. 由式(10), $\mathbf{b}_l$ 与 $\mathbf{b}_{l-1}$ 有如下关系:

$$\mathbf{b}_l = \mathbf{X} \mathbf{b}_{l-1} \quad (14)$$

其中, $\mathbf{X} = \text{diag}\{x_1, x_2, x_2^*, x_1^*\}$. 假设信道是准静态的 (quasi static)^[8]: 在发射两个空时码矩阵期间, 信道状态不变, 即 $\mathbf{H}_l = \mathbf{H}_{l-1}$. 由式(14), 式(13)写成下面形式:

$$\tilde{\mathbf{Y}}_l = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \mathbf{H}_l \mathbf{X} \mathbf{b}_{l-1} + \tilde{\mathbf{n}}_l \quad (15)$$

因此, 符号 x_1, x_2 可按照如下方法检测:

$$\begin{aligned} (\hat{x}_1, \hat{x}_2) &= \arg \min_{x_1, x_2 \in \Omega} \{ \|\tilde{\mathbf{Y}}_l - \mathbf{X} \tilde{\mathbf{Y}}_{l-1}\|^2 \} \\ &= \arg \min_{x_1, x_2 \in \Omega} \{ \tilde{\mathbf{Y}}_l^H \tilde{\mathbf{Y}}_l - \tilde{\mathbf{Y}}_l^H \mathbf{X} \tilde{\mathbf{Y}}_{l-1} - \tilde{\mathbf{Y}}_{l-1}^H \mathbf{X}^H \tilde{\mathbf{Y}}_l \\ &\quad + \tilde{\mathbf{Y}}_{l-1}^H \mathbf{X}^H \mathbf{X} \tilde{\mathbf{Y}}_{l-1} \} \\ &= \arg \max_{x_1, x_2 \in \Omega} \{ \text{Re}(\tilde{\mathbf{Y}}_l^H \mathbf{X} \tilde{\mathbf{Y}}_{l-1}) \} \\ &= \arg \max_{x_1, x_2 \in \Omega} \{ f_1(x_1) + f_2(x_2) \} \end{aligned} \quad (16)$$

其中, “arg” 代表使表达式取得最大或最小值的任意变量, $\|\cdot\|^2$ 代表矢量的 Frobenius 范数, $(\cdot)^\dagger$ 代表复共轭转置操作, $\text{Re}(\cdot)$ 代表取实部操作, $f_1(x_1), f_2(x_2)$ 有下面形式:

$$f_1(x_1) = \text{Re}\{(\tilde{y}_{l,1}^* \tilde{y}_{l-1,1} + \tilde{y}_{l,4}^* \tilde{y}_{l-1,4})x_1\} \quad (17)$$

$$f_2(x_2) = \text{Re}\{(\tilde{y}_{l,2}^* \tilde{y}_{l-1,2} + \tilde{y}_{l,3}^* \tilde{y}_{l-1,3})x_2\} \quad (18)$$

由于 x_1, x_2 相互独立, 因此, $f_1(x_1), f_2(x_2)$ 相互独立, 式(16)可等效为:

$$\hat{x}_1 = \arg \max_{x_1 \in \Omega} \{f_1(x_1)\} \quad (19)$$

$$\hat{x}_2 = \arg \max_{x_2 \in \Omega} \{f_2(x_2)\} \quad (20)$$

因此, x_1, x_2 可分别进行差分检测, 对 $\hat{x}_1, \hat{x}_2$ 进行 MPSK 解调, 即可恢复出发送端数据.

4 仿真结果

本节仿真中, 采用 QPSK 调制, 1 根接收天线, 信道为平坦瑞利衰落、大尺度衰落、对数正态阴影衰落叠加信道^[12, 13]. 其中, $f_d T_s = 8 \times 10^{-5}$, 路径损耗指数 $n = 4$, 阴影衰落标准方差 $\xi_0 = 7.5\text{dB}$, 相关系数 $\rho = 0.82$. 不失一般性设 $\tau_1 = 0$, 其余时延为相对时延. 考虑 3 组不同时延场景, 如表 1 所示.

表 1 仿真时延场景

信道传播时延场景	τ_1	τ_2
时延场景 1	0	$0.3T_s$
时延场景 2	0	$0.6T_s$
时延场景 3	0	$0.9T_s$

仿真中, 我们针对表 1 中的三种不同时延场景进行了误码率性能仿真; 同时, 在相同 E_b/N_0 的情况下, 给出了误码率性能随信道传播时延变化的仿真曲线, 分别如图 2、图 3 所示.

图 2 说明, 在 3 种时延场景下, 误码率性能不同. 图

3 给出在 E_b/N_0 分别为 0dB, 5dB 和 15dB 时, 误码率性能随信道传播时延 τ_2 的变化情况. 图 3 说明, 在信道传播时延 τ_2 从 $0.1T_s$ 到 $0.9T_s$ 的变化过程中, 误码率随信道传播时延的增大先降低后升高, 当信道传播时延为 $0.6T_s$ 左右误码率最低. 这是由于不同信道传播时延对应的相关矩阵 $\mathbf{R}$ 不同, 从式(13)可看出, 不同的相关矩阵 $\mathbf{R}$ 对噪声分量的影响不同, 影响系统的平均信噪比, 因此, 对应误码率性能不同.

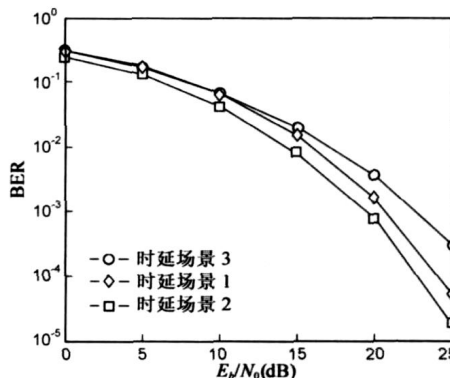


图 2 不同时延场景下误码率性能曲线

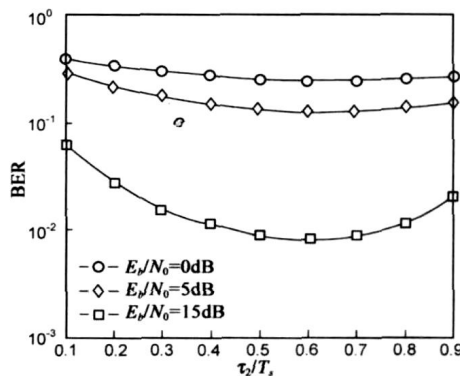


图 3 误码率性能随时延 τ_2 变化曲线

5 结论

分布式 MIMO 系统中, 由于各发射天线的发射信号不同时到达接收端, 信道估计更加困难. 针对这一问题, 本文提出一种无需信道估计的分布式 MIMO 差分编码及检测方法, 并进行了仿真验证. 仿真结果表明, 不同信道传播时延情况下系统误码率性能不同: 误码率随信道传播时延的增大先降低后升高, 存在使系统误码率性能较好的信道传播时延. 本文作者下一步的工作将着重于研究信道传播时延对系统误码率性能的影响.

参考文献:

- [1] Zhou Shidong, Zhao Ming, et al. Distributed wireless communication system: a new architecture for future public wireless access[J]. IEEE Communications Magazine, 2003, 41(3): 108-

- 113.
- [2] Clark M V, III Willis T M, et al. Distributed versus centralized antenna arrays in broadband wireless networks[A]. In Proc. IEEE VTC 2001[C]. Rhodes Island, Greece, 2001, 1: 33– 37.
- [3] Schuh R E, Sommer M. W-CDMA coverage and capacity analysis for active and passive distributed antenna systems[A]. In Proc. IEEE VTC 2002[C]. Birmingham, Alabama, 2002, 1: 434– 438.
- [4] Xia H, Herrera A B, et al. A CDMA distributed antenna system for ir building personal communications services[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1996, 14(4): 644– 650.
- [5] B L Hughes. Differential space time modulation[J]. IEEE Trans on Inform Theory, 2000, 46(7): 2567– 2578.
- [6] B L Hughes. Optimal space time constellations from groups[J]. IEEE Trans on Inform Theory, 2003, 49(2): 401– 410.
- [7] Babak Hassibi, B M Hochwald. Cayley differential unitary space time codes[J]. IEEE Trans on Inform Theory, 2002, 48(6): 1485– 1503.
- [8] Vahid Tarokh. A differential detection scheme for transmit diversity[J]. IEEE Journal on Select Areas in Communications, 2000, 18(7): 1169– 1174.
- [9] Grish Ganesan, Peter Stoica. Differential modulation using space time block codes[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2002, 9(2): 57– 60.
- [10] 曾昆, 唐友喜, 田斌, 孔婷, 李少谦. 分布式发射天线 V-BLAST 信号的排序干扰抵消检测[J]. 电子与信息学报, 2006, 28(1): 137– 140.
- Zeng kun, Tang Youxi, Tian bin, Kong ting, Li Shaoqian. Order interference cancellation detection scheme for V-BLAST signals with distributed transmit antennas[J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2006, 28(1): 137– 140. (in Chinese)
- [11] Siavash M Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications[J]. IEEE Journal on Select Areas in Communications, 1998, 16(8): 1451– 1458.
- [12] M Gudmundson. Correlation model for shadow fading in mobile radio systems[J]. Electronics Letters, 1991, 27(23): 2145– 2146.
- [13] Zonoozi M M, Dassanayake P, Shadow fading in mobile radio channel[A]. In Proc. PIMRC' 96[C]. Taipei, Taiwan, 1996, 2: 291– 295.

作者简介:

孙德福 (见本期第 1853 页)

唐友喜 (见本期第 1853 页)

邵士海 (见本期第 1853 页)

马万治 (见本期第 1853 页)