

一种基于分布式发射天线的差分空时调制方法

孙德福 唐友喜 邵士海 李少谦

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 610054)

摘要: 在基于分布式发射天线的多入多出(MIMO)系统中, 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存在一定困难。针对这一问题, 该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: 发送端将发射矩阵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出发送端数据信息。该方法频谱效率与 V-BLAST 相同, 适用于任意发射天线数和接收天线数, 且不要求接收天线数大于发射天线数。仿真结果表明, 在不同信道传播时延情况下, 误码率性能不同。

关键词: 分布式发射天线; 分布式多入多出; 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: 1009-5896(2008)03-0759-04

Differential Space Time Modulation with Distributed Transmit Antennas

Sun De-fu Tang You-xi Shao Shi-hai Li Shao-qian

(National key Lab of Communication, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

Abstract: It is difficult to estimate channel knowledge in multiple input multiple output system which based on distributed antenna structure because the transmit signals are received asynchronously. Aiming at this matter, a differential encoding and detection scheme is proposed where channel estimation is not needed. The proposed scheme has the same spectral efficiency as V-BLAST scheme and can be applied to any number of transmit antenna and receive antenna, besides the number of receive antenna can be less than transmit antenna. The simulation results show that the BER performance is different corresponding to different channel propagation delay.

Key words: Distributed transmit antennas; Distributed Multiple Input Multiple Output(MIMO); Channel propagation delay; Differential detection

1 引言

近年来, 分布式无线通信系统^[1](distributed wireless communication system)受到越来越多的关注。采用分布式天线结构的多入多出(Distributed Multiple Input Multiple Output, Distributed MIMO)系统(本文简称为分布式 MIMO), 可以使得收发天线间的链路更加独立, 空间相关性更弱, 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]。分布式 MIMO 具有高容量、低功耗、更好的覆盖、对人体低电磁损害等优点, 是第四代移动通信系统的显著特征之一^[1,5]。

在分布式 MIMO 系统中, 为了获取信道状态信息(Channel State Information, CSI), 需要占用额外的带宽资源; 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; 另外, 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^[6-10], 但是, 在分布式 MIMO 系统中, 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, 还未发现基于分布式发射天线的 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发射天线系统的 MIMO 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2节给出分布式 MIMO 系统模型; 第3节给出一种分布式 MIMO 差分编码及检测方法; 仿真结果在第4节给出; 最后是对全文总结。

2 分布式 MIMO 系统模型

文献[11]提出了分布式 MIMO 系统模型, 如图 1 所示。

2006-08-17 收到, 2007-02-05 改回

国家自然科学基金(60272009, 60572090, 60472045, 60496313)和教育部博士点基金(20050614009)资助课题

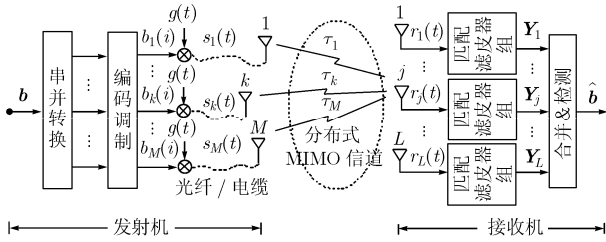


图1 分布式 MIMO 系统模型

假设系统有 M 根发射天线, L 根接收天线。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。由于各发射天线到接收天线的距离不同, 导致了各发射天线发射信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, 并且各发射天线到接收天线间的信道传播时延不同。

假设每根发射天线在 N 连续时刻内发射了 N 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^[11]

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

其中 E_s 是 M 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, $b_k(i), i = 0, \dots, N-1$ 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, 第 j 根接收天线从时刻 0 到 $N-1$ 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^[11]

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

其中 $\mathbf{Y}_j = (\mathbf{y}_j^T(0), \mathbf{y}_j^T(1), \dots, \mathbf{y}_j^T(N-1))^T$ 是 $MN \times 1$ 阶接收列向量, \mathbf{R} 是 $MN \times MN$ 阶块对称 TopIitz 信道相关矩阵, \mathbf{H}_j 是 $MN \times MN$ 阶对角信道矩阵, $\mathbf{b} = (\mathbf{b}^T(0), \mathbf{b}^T(1), \dots, \mathbf{b}^T(N-1))^T$ 是 $MN \times 1$ 阶信号列向量, $\boldsymbol{\eta}_j = (\boldsymbol{\eta}_j^T(0), \boldsymbol{\eta}_j^T(1), \dots, \boldsymbol{\eta}_j^T(N-1))^T$ 是 $MN \times 1$ 阶噪声列向量, $(\cdot)^T$ 代表矩阵转置操作。文献[11]给出了各变量的具体定义及推导过程。如果只考虑 1 根接收天线情况, 式(2)可简化为

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

3 分布式 MIMO 差分检测

3.1 差分编码

在系统接收端未知信道状态信息的情况下, 发送端数据在发送之前需要进行差分编码, 本文假定系统发射符号采用 PSK 星座符号。初始时刻, 发射端发射空时码矩阵:

$$\mathbf{S}_0 = \begin{bmatrix} \sqrt{1/M} & \sqrt{1/M} & \cdots & \sqrt{1/M} \\ \sqrt{1/M} & \sqrt{1/M} & \cdots & \sqrt{1/M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sqrt{1/M} & \sqrt{1/M} & \cdots & \sqrt{1/M} \end{bmatrix}_{M \times N} \quad (4)$$

该发射矩阵不代表任何信息, 只进行初始化, 矩阵各元素都是 $\sqrt{1/M}$ 使得发射功率归一化。发送端每 $a \cdot M \cdot N$ 个数据比特组成一个数据块, a 为正整数。假设第 $l-1$ 个数据块对应的编码矩阵为

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

第 l 个数据块中的数据比特串 \(\backslash\) 并转换后调制成 $M \cdot N$ 个 PSK 星座符号 $x_{1,1}^l, x_{1,2}^l, \dots, x_{M,N}^l$, 其中, $x_{m,n}^l \in \Omega$, ($1 \leq m \leq M, 1 \leq n \leq N$), 利用 $x_{1,1}^l, x_{1,2}^l, \dots, x_{M,N}^l$ 生成空时码矩阵:

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

利用该矩阵进行差分编码:

$$\mathbf{S}_l = \mathbf{S}_{l-1} \odot \mathbf{X}_l \quad (7)$$

其中 “ \odot ” 代表矩阵的 Hadamard 积^[12]。在 N 个连续时刻, 矩阵 \mathbf{S}_l 被发射出去。

3.2 差分接收

首先, 考虑接收端有 1 根接收天线情况。由式(3), 第 l 个发射矩阵对应的接收信号经过匹配滤波之后, 得到下面结果:

$$\mathbf{Y}_l = \sqrt{\frac{E_s}{M}} \mathbf{R} \mathbf{H}_l \mathbf{b}_l + \boldsymbol{\eta}_l \quad (8)$$

其中 $\mathbf{Y}_l = (y_{l,1}, y_{l,2}, \dots, y_{l,MN})^T$, $\mathbf{H}_l = \text{diag}\{h_1, h_2, \dots, h_{MN}\}$, $\mathbf{b}_l = (s_{1,1}^l, s_{2,1}^l, \dots, s_{M,1}^l, \dots, s_{1,N}^l, s_{2,N}^l, \dots, s_{M,N}^l)^T$, $\boldsymbol{\eta}_l = (\eta_{l,1}, \eta_{l,2}, \dots, \eta_{l,MN})^T$, $\text{diag}\{\cdot\}$ 代表对角矩阵。式(8)中的下标 “ l ” 代表第 l 个发射矩阵对应的结果, 后面公式中的标识含义相同。矩阵 \mathbf{R} 可通过系统同步获得, 接收端已知该矩阵数值, 将式(8)两端乘以 \mathbf{R}^{-1} , 可得

$$\tilde{\mathbf{Y}}_l = \sqrt{\frac{E_s}{M}} \mathbf{H}_l \mathbf{b}_l + \tilde{\boldsymbol{\eta}}_l \quad (9)$$

其中 $\tilde{\mathbf{Y}}_l = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{Y}_l = (\tilde{y}_{l,1}, \tilde{y}_{l,2}, \dots, \tilde{y}_{l,MN})^T$, $\tilde{\boldsymbol{\eta}}_l = \mathbf{R}^{-1} \boldsymbol{\eta}_l = (\tilde{\eta}_{l,1}, \tilde{\eta}_{l,2}, \dots, \tilde{\eta}_{l,MN})^T$ 。由式(7)和 \mathbf{b}_l 表达式, 可知 \mathbf{b}_l 与 \mathbf{b}_{l-1} 有如下关系:

$$\mathbf{b}_l = \bar{\mathbf{X}} \mathbf{b}_{l-1} \quad (10)$$

其中 $\bar{\mathbf{X}} = \text{diag}\{x_{1,1}^l, x_{2,1}^l, \dots, x_{M,1}^l, \dots, x_{1,N}^l, x_{2,N}^l, \dots, x_{M,N}^l\}$ 。假设信道是准静态的(Quasi static)^[9]: 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(9), 式(10)可得:

$$\tilde{\mathbf{Y}}_l = \sqrt{\frac{E_s}{M}} \mathbf{H}_l \mathbf{b}_l + \tilde{\boldsymbol{\eta}}_l = \bar{\mathbf{X}}_l \tilde{\mathbf{Y}}_{l-1} + \tilde{\boldsymbol{\eta}}_l \quad (11)$$

其中 $\hat{\boldsymbol{\eta}}_l^i = \hat{\boldsymbol{\eta}}_l - \mathbf{X}_l \hat{\boldsymbol{\eta}}_{l-1}$ ，因此，符号 $x_{1,1}^l, x_{1,2}^l, \dots, x_{M,N}^l$ 可按照下面方法检测：

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \hat{x}_{1,1}^l \\ \hat{x}_{1,2}^l \\ \vdots \\ \hat{x}_{M,N}^l \end{pmatrix} &= \arg \min_{x_{1,1}^l, x_{1,2}^l, \dots, x_{M,N}^l \in \Omega} \left\{ \left\| \tilde{\mathbf{Y}}_l - \tilde{\mathbf{X}}_l \tilde{\mathbf{Y}}_{l-1} \right\|^2 \right\} \\ &= \arg \max_{x_{1,1}^l, x_{1,2}^l, \dots, x_{M,N}^l \in \Omega} \left\{ \operatorname{Re} \left\{ \tilde{\mathbf{Y}}_l^H \tilde{\mathbf{X}}_l \tilde{\mathbf{Y}}_{l-1} \right\} \right\} \\ &= \arg \max_{x_{1,1}^l, x_{1,2}^l, \dots, x_{M,N}^l \in \Omega} \left\{ \sum_{m=1, n=1}^{M, N} f_{m,n} \left(x_{m,n}^l \right) \right\} \end{aligned} \quad (12)$$

其中“arg”代表使表达式取得最大或最小值的任意变量， $\|v\| = \sqrt{\sum_i |v_i|^2}$ ， $(v_i \in v)$ ，代表矢量的 Frobenius 范数， $(\bullet)^H$ 代表复共轭转置操作， $\operatorname{Re}(\bullet)$ 代表取实部操作， $f_{m,n}(x_{m,n}^l)$ 有下面形式：

$$f_{m,n}(x_{m,n}^l) = \operatorname{Re} \left\{ \left(\tilde{y}_{l, M(n-1)+m}^* \tilde{y}_{l-1, M(n-1)+m} \right) x_{m,n}^l \right\} \quad (13)$$

其中 $(\bullet)^*$ 代表复共轭操作。由于 $x_{1,1}^l, x_{1,2}^l, \dots, x_{M,N}^l$ 相互独立，因此， $f_{m,n}(x_{m,n}^l)$ 相互独立^[8]，式(12)可等效为

$$\hat{x}_{m,n}^l = \arg \max_{x_{m,n}^l \in \Omega} \left\{ f_{m,n} \left(x_{m,n}^l \right) \right\} \quad (14)$$

因此， $x_{m,n}^l$ 可分别进行差分检测，对 $x_{m,n}^l$ 进行 PSK 解调，即可恢复出发送端数据。如果接收端有多根接收天线，先将各接收天线的接收信号等增益合并，再按照式(12)检测。

4 仿真结果

本节仿真以发射天线数为 2, 3, 4 情况为例，BPSK 调制， $N=2$ ，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^[13,14]。其中，路径损耗指数 $n=4$ ，阴影衰落标准方差 $\delta_s = 7.5\text{dB}$ ，相关系数 $\rho = 0.82$ 。仿真中，不失一般性设 $\tau_1 = 0$ ，其余时延为相对时延。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	τ_3	τ_4
时延场景 1	0	$0.3T_s$		
时延场景 2	0	$0.6T_s$		
时延场景 3	0	$0.2T_s$	$0.5T_s$	
时延场景 4	0	$0.4T_s$	$0.8T_s$	
时延场景 5	0	$0.2T_s$	$0.4T_s$	$0.6T_s$
时延场景 6	0	$0.3T_s$	$0.6T_s$	$0.9T_s$

仿真中，将本文差分检测方法方法与相干检测方法进行性能对比，并且给出了发射天线数为 2, 3, 4 时在不同时延场景下的误码率性能仿真曲线，如图 2，图 3，图 4，图 5 所示。

图 2 中，在 2 发 1 收，时延场景 2 的情况下，差分检测与相干检测仿真结果进行了对比。仿真结果表明，在 $\text{BER} = 2 \times 10^{-2}$ 时，差分检测方法比相干检测方法性能大约

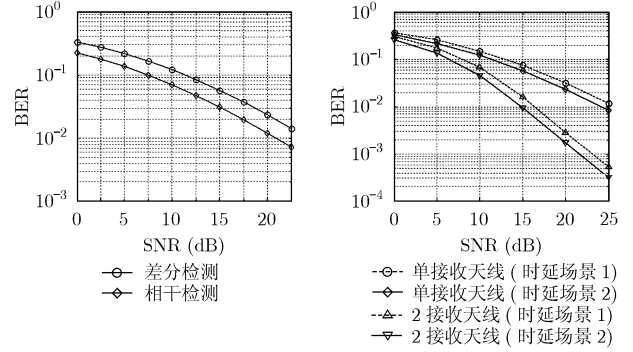


图 2 差分检测与相干检测性能仿真曲线

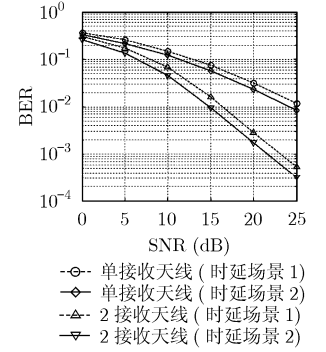


图 3 2 根发射天线时误码率性能仿真曲线

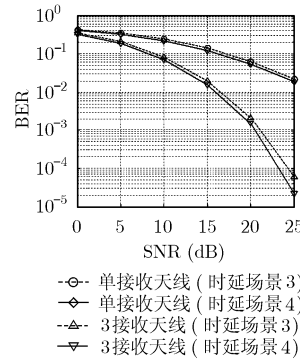


图 4 3 根发射天线时误码率性能仿真曲线

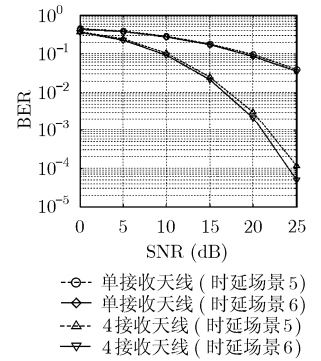


图 5 4 根发射天线时误码率性能仿真曲线

差 3dB。但是，差分检测方法无需信道估计。图 3，图 4，图 5 分别给出了发射天线数为 2, 3, 4 时的性能仿真曲线。可看出，在相同发射天线和接收天线数情况下，不同信道传播时延场景对应的误码率性能不同。这是由于不同信道传播时延对应的信道相关矩阵 $\boldsymbol{\mathcal{R}}$ 不同，从式(9)可看出，不同的信道相关矩阵 $\boldsymbol{\mathcal{R}}$ 对噪声分量影响不同，因此，对应误码率性能不同。

5 结束语

在基于分布式发射天线的 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，在不同信道传播时延情况下，误码率性能不同。本文方法的频谱效率与 V-BLAST 相同，适用于任意发射天线数和接收天线数，且不要求接收天线数大于发射天线数。

作者下一步的工作将分析分布式 MIMO 差分检测方法的误码率性能，研究信道传播时延、收发发射天线数与系统误码率性能的关系。

参考文献

[1] Zhou Shidong, Zhao Ming, and Xu Xibin, 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, and Greenstein L J, *et al.* Distributed versus centralized antenna arrays in broadband wireless networks[A]. Proc. 2001 Spring IEEE Veh. Tech. Conf., Rhodes Island, Greece, 2001, Vol.1: 33-37.
- [3] Schuh R E and Sommer M. W-CDMA coverage and capacity analysis for active and passive distributed antenna systems [A]. Proc. 2002 Spring IEEE Veh. Tech. Conf., 2002, Vol.1: 434-438.
- [4] Xia H, Herrera A B, Kim S, and Rico F S. A CDMA-distributed antenna system for in-building personal communications services[J]. *IEEE J. on Sel. Areas Commun.*, 1996, 14(4): 644-650.
- [5] Tao Xiaofeng, Ni Li, and Dai Zuojun, *et al.* Intelligent group handover mode in multicell infrastructure[A]. IEEE Pimrc' 2003, Beijing, China, 2003, vol.1: 351-354.
- [6] Hughes B L. Differential space-time modulation[J]. *IEEE Trans. on Info. Theory*, 2000, 46(7): 2567-2578.
- [7] Hassibi B and Hochwald B M. Cayley differential unitary space-time codes[J]. *IEEE Trans. on Info. Theory*, 2002, 48(6): 1485-1503.
- [8] Yun Zhu and Jafarkhani H. Differential modulation based on quasi-orthogonal codes[J]. *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, 2005, 4(6): 3018-3030.
- [9] Tarokh V. A differential detection scheme for transmit diversity[J]. *IEEE J. on Sel. Areas Commun.*, 2000, 18(7): 1169-1174.
- [10] Ganesan G and Stoica P. Differential modulation using space-time block codes[J]. *IEEE Signal Process. Lett.*, 2002, 9(2): 57-60.
- [11] 曾昆, 唐友喜, 田斌等. 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 You-xi and Tian bin, *et al.* Order-interference-cancellation detection scheme for V-BLAST signals with distributed transmit antennas[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2006, 28(1): 137-140.
- [12] 张贤达. 矩阵分析与应用[M]. 第1版. 北京: 清华大学出版社, 2004: 102-104.
- Zhang Xian-da. Matrix Analysis and Applications[M]. The first edition. Beijing: Tsinghua University Press, 2004: 102-104.
- [13] Gudmundson M. Correlation model for shadow fading in mobile radio systems[J]. *Electronics Letters*, 1991, 27(23): 2145-2146.
- [14] Zonoozi M M and Dassanayake P. Shadow fading in mobile radio channel[A]. Personal Indoor and Mobile Radio Communications, Taipei, Taiwan, 1996, Vol.2: 291-295.
- 孙德福: 男, 1978年生, 博士生, 研究方向为空时编码、MIMO非相干检测技术、分布MIMO等.
- 唐友喜: 男, 1964年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为CDMA、OFDM、B3G、UWB、分布式MIMO、传感器网络等.
- 邵士海: 男, 1980年生, 博士生, 研究方向为扩频通信、OFDM、MIMO等.
- 李少谦: 男, 1957年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为扩频通信、移动通信等.