

文章编号: 2095-4980(2013)04-0552-05

一种分布式 MIMO 信号的发射与检测方法

蒋攀攀, 窦冬冬, 杜 崇, 王大鸣

(信息工程大学 信息工程学院, 河南 郑州 450002)

摘 要: 在 V-BLAST 结构的分布式多输入多输出(MIMO)系统中, 针对发射天线地域分布所引起的发射符号异步到达接收天线的问题, 给出了一种分布式 MIMO 系统的信号发射与检测方法。在慢衰落信道中, 该方法利用接收端反馈的信道状态信息, 采用几何平均分解(GMD)构建等对角的上三角矩阵, 消除子信道间增益的不平衡。在莱斯衰落信道下的计算机仿真表明, 与已有 QR 分解的分层算法相比, 该检测方法能够显著提升系统的误码性能。

关键词: 分布式天线; 多输入多输出; 几何平均分解

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

doi: 10.11805/TKYDA201304.0552

A transmission and detection technique for distributed MIMO signal

JIANG Pan-pan, DOU Dong-dong, DU Chong, WANG Da-ming

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

Abstract: Aiming at the problem of the asynchronous arrival at receiving antennas caused by the distributed location of transmit antennas, a transmission and detection technique is presented for distributed Multiple Input Multiple Output(MIMO) system with V-BLAST(Vertical Bell Labs Layered Space Time) architecture. In slowly fading channel, an equal diagonal upper triangular channel is constructed based on the Geometric Mean Decomposition(GMD) method by making use of the feedback channel state information to eliminate the imbalance among subchannel gains. The simulation results under Ricean fading conditions show that, compared with QR decomposition algorithm, the proposed detection technique can improve the BER performance remarkably.

Key words: distributed transmit antennas; Multiple Input Multiple Output(MIMO); geometric mean decomposition

分布式天线(Distributed Transmit Antennas, DAS)^[1]系统具有天线相干性更小、发射功率效率更高、系统容量更大等诸多优势。多输入多输出(MIMO)技术是未来移动通信系统的一项核心技术, 将其与 DAS 系统结合, 能够形成配置分布式天线的 MIMO 通信系统, 即分布式 MIMO 系统。相对于传统的集中式 MIMO 系统, 分布式 MIMO 系统由于其能够有效地抵抗阴影衰落, 且可获得更大的系统容量^[2], 已成为下一代移动通信中的关键技术。在分布式 MIMO 系统中采用垂直贝尔实验室分层空时(V-BLAST)结构, 具有传统 V-BLAST 系统的优势和分布式天线系统的特点。但是, 由于发射天线在地理位置上的分布性会导致各个天线的发射信号不能够同时到达接收端, 因此在分布式 V-BLAST 系统中不能直接使用传统的检测算法来恢复发送信号。针对这一问题, 文献[3]提出一种匹配滤波的相干检测结构, 并采用基于编码的迭代格搜索算法进行检测; 文献[4]在文献[3]的基础上, 提出了一种分布式 MIMO 系统中的排序干扰抵消算法; 文献[5]针对矩阵求逆复杂度比较高的问题, 研究了基于正交三角分解(Orthogonal Triangular Decomposition, QRD)的分布式 MIMO 信号检测算法, 以一定的性能损失换取系统复杂度的降低。在慢衰落信道中, 预编码技术能够利用接收端反馈给发送端的信道状态信息(Channel State Information, CSI)^[4]对发送数据进行处理, 从而提高系统的性能, 大大简化接收端的复杂度。基于此, 本文提出了一种适用于分布式 MIMO 信号的发射与检测方法。该方法首先利用反馈的 CSI 对等效的分布式 MIMO 信道矩阵实施几何平均分解, 然后通过发射端的预编码以及接收端的预滤波处理分解后的信道矩阵进行, 来消除 QR 分解算法因较差子信道带来的误码传播问题。

收稿日期: 2012-07-19; 修回日期: 2012-10-10

基金项目: 新一代宽带无线移动通信网国家重大专项资助项目(2009ZX03003-008-02); 863 计划重点资助项目(2009AA011504)

1 系统模型

分布式 MIMO 的系统模型示意图如图 1 所示，本文假设有 M_t 个分布式发射天线端口，每个发射天线端口有一个发射天线，因此可将发射天线端口的序号等同于天线端口的序号。

第 k 个发射天线上等效的复基带信号为：

$$s_k(t) = \sqrt{\frac{E_s}{M_t}} \sum_{i=0}^{S-1} b_k(i)g(t-iT_s), \quad k=1,2,\dots,M_t \quad (1)$$

式中： S 为每个发射天线在一个空时码块内发送的符号数； $b_k(i)$ 为第 k 个发射天线上的第 i 个调制符号，当 $i \notin \{0,1,\dots,S-1\}$ 时 $b_k(i)=0$ ； E_s 为发射总功率； T_s 为一个发送符号周期；符号周期内的基带脉冲 $g(t)$ ， $\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} g(t)g^*(t)dt=1$ ，其中，上标*表示复共轭， $\forall t \notin [0,T_s), g(t)=0$ 。

信号经过分布式 MIMO 信道发送至 M_R 个集中放置的天线阵列，则第 j 个接收天线的信号为：

$$r_j(t) = \sum_{k=1}^{M_t} h_{j,k}(t)s_k(t-\tau_k) + n_j(t), \quad j=1,2,\dots,M_R \quad (2)$$

式中： $h_{j,k}(t)$ 为第 k 个发射天线到 j 个接收天线在时间 t 内所对应的分布式 MIMO 信道的复衰落因子，且在一个符号间隔内保持不变； τ_k 表示第 k 个发射天线的发射信号经过信道后到接收端的传播总时延，不失一般性，这里假设不同的发射天线对应的信道时延按 $0 \leq \tau_1 < \tau_2 < \dots < \tau_{M_t} < T_s$ 排序； $n_j(t)$ 是接收天线 j 上的加性复高斯白噪声，均值为零，方差为 σ_j^2 。

对各个接收天线上的连续符号进行匹配滤波，分别以信道传播时延 $\tau_m(m=1,2,\dots,M_t)$ 为间隔依次进行采样输出。接收天线 j 在第 m 个采样时间，第 $n(0 \leq n \leq S-1)$ 个发送符号时隙内的采样输出^[6-7]为：

$$y_{j,m}(n) = \sqrt{\frac{E_s}{M_t}} \sum_{i=0}^{S-1} \sum_{k=1}^{M_t} b_k(i)h_{j,k}(i)R_{k,m}(n-i) + n_j^m(n) \quad (3)$$

式中： $R_{k,m}(n-i) = \int_{nT_s+\tau_m}^{(n+1)T_s+\tau_m} g(t-iT_s-\tau_k)g(t-nT_s-\tau_m)dt$ ， $n_j^m(n) = \int_{nT_s+\tau_m}^{(n+1)T_s+\tau_m} n_j(t)g(t-nT_s-\tau_m)dt$ 。由于基带波形 $g(t)$ 仅在 $[0,T_s)$ 内有值，故 $R_{k,m}(n-i)=0, \forall |n-i| > 1$ 。

引入 $M_t \times M_t$ 的互相关矩阵 $\mathbf{R}(n-i)$ ，其元素为： $R_{k,m}(n-i)$ 。 $\mathbf{R}(n-i)=0, \forall |n-i| > 1$ ， $\mathbf{R}(n-i) = \mathbf{R}^T(i-n)$ ，其中，上标 T 表示矩阵转置。当 $0 \leq \tau_1 < \tau_2 < \dots < \tau_{M_t} < T_s$ 时， $\mathbf{R}(1)$ 为对角线全零的上三角矩阵。同时引入 n 时刻接收天线 j 的对角信道矩阵 $\mathbf{H}_j(n) = \text{diag}(\{h_{j1}(n), h_{j2}(n), \dots, h_{jM_t}(n)\})$ ，接收天线 j 在 n 时刻的匹配滤波输出可表示为向量形式：

$$\mathbf{Y}_j(n) = \sqrt{\frac{E_s}{M_t}} (\mathbf{R}(1)\mathbf{H}_j(n-1)\mathbf{b}(n-1) + \mathbf{R}(0)\mathbf{H}_j(n)\mathbf{b}(n) + \mathbf{R}(-1)\mathbf{H}_j(n+1)\mathbf{b}(n+1)) + \mathbf{n}_j(n) \quad (4)$$

式中： $\mathbf{Y}_j(n) = [y_{j,1}(n), y_{j,2}(n), \dots, y_{j,M_t}(n)]^T$ ， $\mathbf{b}(n) = [b_1(n), b_2(n), \dots, b_{M_t}(n)]^T$ ， $\mathbf{n}_j(n) = [n_j^1(n), n_j^2(n), \dots, n_j^{M_t}(n)]^T$ 。

引入 $SM_t \times SM_t$ 的对称矩阵 \mathbf{R} 和对角的 $SM_t \times SM_t$ 信道矩阵 \mathbf{H}_j ：

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}(0) & \mathbf{R}(-1) & 0 & \dots & 0 \\ \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) & \mathbf{R}(-1) & \dots & 0 \\ 0 & \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) & \ddots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \dots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{R}(0) & \mathbf{R}(-1) \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{R}(1) & \mathbf{R}(0) \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\mathbf{H}_j = \text{diag}(\mathbf{H}_j(0), \mathbf{H}_j(1), \dots, \mathbf{H}_j(S-1)) \quad (6)$$

因此，可把式(4)化为更简洁的矩阵形式：

$$\mathbf{Y}_j = \sqrt{\frac{E_s}{M_t}} \mathbf{R} \mathbf{H}_j \mathbf{b} + \mathbf{n}_j = \mathbf{M}_j \mathbf{b} + \mathbf{n}_j \quad (7)$$

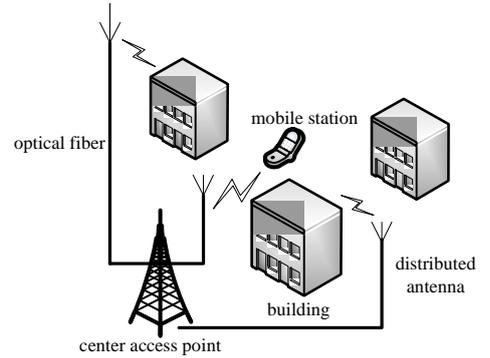


Fig.1 Schematic diagram of distributed MIMO system
图 1 分布式 MIMO 系统示意图

式中: $\mathbf{Y}_j = [\mathbf{Y}_j(0), \mathbf{Y}_j(1), \dots, \mathbf{Y}_j(S-1)]^T$, $\mathbf{b} = [\mathbf{b}(0), \mathbf{b}(1), \dots, \mathbf{b}(S-1)]^T$, $\mathbf{n}_j = [\mathbf{n}_j(1), \mathbf{n}_j(2), \dots, \mathbf{n}_j(S-1)]^T$, 信道矩阵 $\mathbf{M}_j = \sqrt{\frac{E_s}{M_t}} \mathbf{R} \mathbf{H}_j$ 。

2 基于 GMD 分解的分布式 MIMO 信号 QR 检测算法

分布式 MIMO 系统的信号检测中应用 QR 分解的主要思想是对 \mathbf{M}_j 进行变换, 将其分解成一个酉矩阵 \mathbf{Q}_j 和一个上三角矩阵 \mathbf{R}_j 的乘积, 从而避免了矩阵求逆所带来的复杂度。本文条件下, 观察式(7)可知, QR 分解在分布式 MIMO 系统中应用时, 接收端只需 1 根接收天线即可恢复发送信号, 其主要步骤如下。

对信道矩阵 \mathbf{M} 实施 QR 分解:

$$\mathbf{M} = \mathbf{Q}\mathbf{R} \quad (8)$$

式中: \mathbf{Q} 是归一化的酉矩阵, 满足 $\mathbf{Q}\mathbf{Q}^H = \mathbf{I}$, 上标 H 表示矩阵共轭转置; \mathbf{R} 是 $SM_t \times SM_t$ 维的上三角矩阵。

求 \mathbf{Q} 的共轭转置矩阵 \mathbf{Q}^H , 用 \mathbf{Q}^H 左乘接收信号, 可得:

$$\mathbf{Y}_{QR} = \mathbf{Q}^H \mathbf{Y} = \mathbf{Q}^H \left(\sqrt{\frac{E_s}{M_t}} \mathbf{M} \mathbf{b} + \mathbf{n} \right) = \sqrt{\frac{E_s}{M_t}} \mathbf{R} \mathbf{b} + \mathbf{n}' \quad (9)$$

式中 $\mathbf{n}' = \mathbf{Q}^H \mathbf{n}$ 。忽略常数 $\sqrt{\frac{E_s}{M_t}}$, 式(9)可表示为:

$$\begin{pmatrix} \mathbf{y}_{qr1} \\ \mathbf{y}_{qr2} \\ \vdots \\ \mathbf{y}_{qrSM_t} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} r_{1,1} & r_{1,2} & \cdots & r_{1,SM_t} \\ 0 & r_{2,2} & \cdots & r_{2,SM_t} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & r_{SM_t,SM_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{b}_1 \\ \mathbf{b}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{b}_{SM_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}'_1 \\ \mathbf{n}'_2 \\ \vdots \\ \mathbf{n}'_{SM_t} \end{bmatrix} \quad (10)$$

由式(10), 可以从 \mathbf{b}_{SM_t} 层开始逐层检测, 即:

$$\mathbf{y}_{qrSM_t} = r_{SM_t,SM_t} \mathbf{b}_{SM_t} + \mathbf{n}'_{SM_t} \quad (11)$$

因此可得:

$$\hat{\mathbf{b}}_{SM_t} = \frac{\mathbf{y}_{qrSM_t} - \mathbf{n}'_{SM_t}}{r_{SM_t,SM_t}} \quad (12)$$

这样就求出 \mathbf{b}_{SM_t} 的估计值 $\hat{\mathbf{b}}_{SM_t}$, 并利用该估计值来计算 $\hat{\mathbf{b}}_{SM_t-1}$:

$$\mathbf{b}_{SM_t-1} = \frac{\mathbf{y}_{qrSM_t-1} - r_{SM_t,SM_t} \hat{\mathbf{b}}_{SM_t} - \mathbf{n}'_{SM_t-1}}{r_{SM_t-1,SM_t-1}} \quad (13)$$

依次类推, 便可得到所有发射信号的估计值。若接收端使用多根天线接收, 可将多根天线进行合并操作, 再进行检测。

QR 分解算法是逐层进行计算检测估计值的, 上一层检测的错误将会直接被带入下一层的检测中, 即存在误码扩散的问题。因此在 QR 分解检测时, 检测顺序非常重要, 最优的检测顺序应该是在每一步中首先检测具有最小估计误差的信号, 为了找到最优的检测顺序, 需对等效信道矩阵列向量的所有全排列构成的矩阵找出满足最优检测顺序的 \mathbf{R} 矩阵, 但是这样做又会导致计算复杂度的大量增加。针对这一问题, 本文给出了一种发射端通过反馈的 CSI 对等效信道矩阵进行几何信道分解, 再逐层检测信号的方法。矩阵的几何信道分解^[8](GMD)如下:

$$\mathbf{M} = \mathbf{Q}\mathbf{R}\mathbf{P}^H \quad (14)$$

式中: \mathbf{Q}, \mathbf{P} 为酉矩阵, \mathbf{R} 为对角线元素相等的上三角矩阵。因此用 \mathbf{P} 对等效信道预编码, 用 \mathbf{Q}^H 对等效信道进行滤波, 式(10)则变为:

$$\begin{pmatrix} \mathbf{y}_{qr1} \\ \mathbf{y}_{qr2} \\ \vdots \\ \mathbf{y}_{qrSM_t} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda & r_{1,2} & \cdots & r_{1,SM_t} \\ 0 & \lambda & \cdots & r_{2,SM_t} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \lambda \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{b}_1 \\ \mathbf{b}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{b}_{SM_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}'_1 \\ \mathbf{n}'_2 \\ \vdots \\ \mathbf{n}'_{SM_t} \end{bmatrix} \quad (15)$$

可见 GMD 分解将等效的空间信道划分为具有相同增益的子信道, 再逐层进行干扰抵消, 保证了检测顺序的最优性, 降低了误码的扩散, 提升了系统的误码率性能。

3 仿真结果分析

为了验证本文提出的算法,进行了计算机仿真。仿真条件如下,在仿真中采用 V-BLAST 传输机制, BPSK 调制;每根天线发送的码块长度 $S=2$;发射天线数 $M_T=2,4$,接收天线数 $M_R=1,2$;每对收发天线间假设为莱斯衰落信道,莱斯因子取 10;仿真中,不失一般性,设 $\tau_1=0$,不同的时延场景如表 1 所示。

图 2 给出了场景 2 下两发一收以及场景 4 下四发一收两种检测方法的性能比较,由图可知本文所提出的检测方法,在相同信噪比的条件下,无论是两天线接收还是四天线发送,都明显优于传统的分布式 MIMO 系统的 QR 检测算法。另外,两种算法的性能都随着天线数目的增加而下降,这是由于发射天线数越多,天线间的干扰就越大,误码性能也就越差。

在时延场景 2 时,图 3 给出了不同接收天线数对两种检测算法的性能影响。从图可以看出,无论单天线接收还是两天线接收,本文方法都具有较好的误码性能,且两种算法的性能都随接收天线数增加而提高。

表 1 仿真中的时延场景
Table 1 Time delay scenes in the simulation

transmit time delay	τ_1	τ_2	τ_3	τ_4
case 1	0	$0.1T_s$		
case 2	0	$0.2T_s$		
case 3	0	$0.6T_s$		
case 4	0	$0.2T_s$	$0.4T_s$	$0.6T_s$

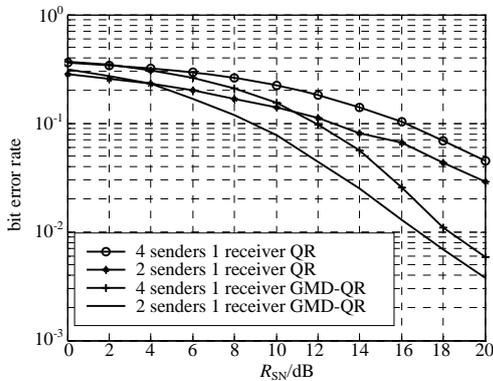


Fig.2 Performance curves of different transmit antennas
图 2 不同发射天线下两种检测方法的性能曲线

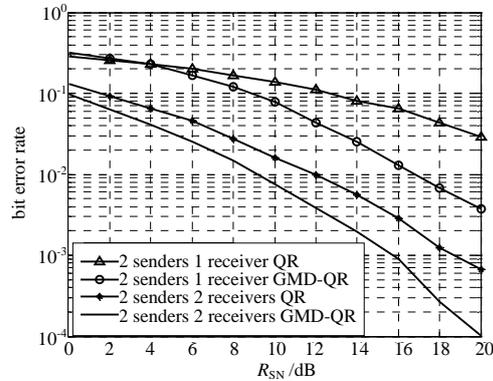


Fig.3 Performance curves of different receive antennas
图 3 不同接收天线下两种检测算法的性能曲线

图 4 和图 5 分别给出了接收端的合并方式以及系统的时延场景对本文所提检测方法的影响。由图 4 可知,当接收端已知 CSI 时,采用最大比合并方式的检测性能要好于等增益合并的方式。由图 5 可知,不同的系统时延对应的检测性能不同。这是由于不同的信道时延对应的信道相关矩阵 R 不同,由式(7)可知不同的相关矩阵 R 对噪声分量影响不同,故对应的误码性能也不同。

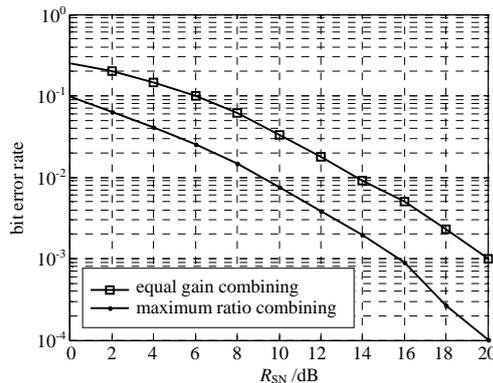


Fig.4 Performance curves of different combined modes
图 4 不同合并方式下本文方法的性能曲线

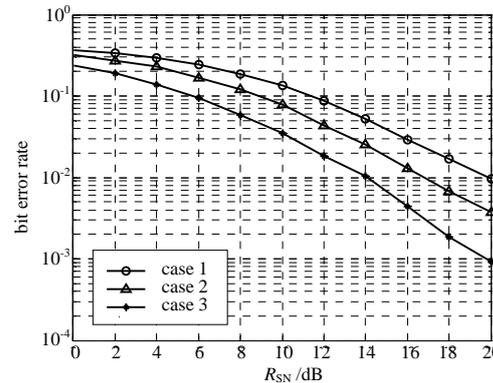


Fig.5 Performance curves of different time delay scenes
图 5 不同时延场景下本文方法的性能曲线

4 结论

本文提出一种分布式 MIMO 系统的信号发射与检测方法。该方法通过利用已知的 CSI 对等效信道矩阵进行预编码,来解决分布式 MIMO 系统的 QR 分解算法存在的误码扩散问题。计算机仿真表明,在 V-BLAST 分布式 MIMO 系统中,该算法不受收发天线根数的限制,接收端可用 1 根天线来恢复发送信号。且与只在接收端使用 QR 分解检测算法相比,能够显著提升系统的误码性能。

参考文献:

- [1] Zhou Shidong,Zhao Ming,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] Park J,Eniseok 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.
- [3] De Jong Y L C,Willink T J. Iterative trellis search detection for asynchronous MIMO systems[C]// IEEE 58th Vehicular Technology Conference. Korea:IEEE, 2003:503-507.
- [4] 曾昆,唐友喜,田斌,等. 分布发射天线 V-BLAST信号的排序干扰抵消检测[J]. 电子与信息学报, 2006, 28(1): 135-138. (ZENG Kun,TANG Youxi,TIAN Bin,et al. Order-Interference-Cancellation Detection Scheme for V-BLAST Signals with Distribute Transmit Antennas[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2006,28(1):135-138.)
- [5] 胡宇. 分布 MIMO 信号的检测技术研究[D]. 西安:西安电子科技大学, 2011. (HU Yu. Research on Signal Detection Technology of Distributed MIMO[D]. Xi'an:Xidian University, 2011.)
- [6] 熊彦铭,魏旻,龚耀寰,等. 一种新的基于子空间的盲信道估计方法[J]. 信息与电子工程, 2007,6(5):428-431. (XIONG Yanming,WEI Min,GONG Yaohuan,et al. A Novel Subspace-Based Blind Channel Estimation Method[J]. Information and Electronic Engineering, 2007,6(5):428-431.)
- [7] Shao Shihai,Tang Youxi,et al. Performance analysis of a modified V-BLAST system with delay offsets using zero-forcing detection[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2007,56(6):3827-3837.
- [8] Jiang Y, Li J,Hager W. Joint transceiver design for MIMO communications using geometric mean decomposition[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005,53(10):3791-3803.

作者简介:



蒋攀攀(1989-),男,河南省修武县人,在读硕士研究生,研究方向为 LTE 系统中预编码与检测技术.email:jiangp189@163.com.

窦冬冬(1986-),男,河南省商丘市人,在读硕士研究生,主要研究方向为 MIMO 信道估计与检测技术.

杜 崇(1987-),男,河南省舞阳市人,在读硕士研究生,主要研究方向为 MIMO-OFDM 资源分配技术.

王大鸣(1971-),男,辽宁省大连市人,博士,教授,主要研究方向为移动通信技术.