

文章编号: 2095-4980(2013)05-0730-06

一种基于波束赋形的空分复用 MIMO 接收方案

徐 尧, 王大鸣, 陈坤汕

(解放军信息工程大学 信息工程学院, 河南 郑州 450002)

摘 要: 提出一种基于波束赋形(BF)的空分复用多输入多输出(MIMO)接收方案, 该方案兼具 MIMO 多流接收和 BF 抗干扰的优点。针对平坦衰落信道, 建立了基于空间相关的 BF-MIMO 接收系统模型, 推导出了系统接收误码率表达式, 阐明了角度扩展与系统抗干扰性之间的关系。理论分析和仿真结果表明, 该接收方案在小角度扩展条件下较普通 MIMO 系统具有更优的抗干扰和误码率性能。

关键词: 多输入多输出; 空分复用; 波束赋形; 角度扩展

中图分类号: TN925

文献标识码: A

doi: 10.11805/TKYDA201305.0730

Beamforming based spatial multiplexing MIMO receiving scheme

XU Yao, WANG Da-ming, CHEN Kun-shan

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

Abstract: A spatial multiplexing Multiple Input Multiple Output(MIMO) receiving scheme based on beamforming is proposed. Combining MIMO and Beam Forming(BF), the proposed scheme takes the advantages of both multi-stream receiving and anti-jamming. Aiming at flat fading channel, a BF-MIMO spatial correlation channel model is set up firstly. Then Bit Error Rate(BER) expression for the system receiving is derived. Finally, the relation between Angle Spread(AS) and system anti-jamming performance is investigated. Theoretical analysis and simulation results show that the proposed scheme could provide better anti-jamming and BER performance than traditional MIMO techniques under small AS environment.

Key words: Multiple Input Multiple Output; spatial multiplexing; beamforming; Angle Spread

MIMO 空分复用(Space Multiplexing, SM)技术能开发出多个并行空间信道, 同时传输多路数据流。空间分集(Space Diversity, SD)技术能有效对抗衰落, 提高系统传输可靠性。而智能天线的波束赋形技术可以利用天线阵元之间的强相关性, 根据来波信号角度(Direction of Arrive, DOA), 自适应调整信道方向图, 减小干扰, 达到提高接收端信干比(Signal to Interference Ratio, SIR)的目的^[1]。如何结合这 2 种技术优势, 提高整体系统性能, 是目前研究的热点之一。

MIMO 和 BF 对无线系统性能改善的方式不同, 而且它们的天线配置、应用环境也不同。SM 和 SD 要求天线间距尽量大($\geq 10\lambda$, λ 为波长), 以保证收发天线对之间的独立性。而 BF 则要求天线阵阵元间距较小($\leq \lambda/2$), 利用阵元间强相关性形成窄波束。文献[2]从分集的角度提出了一种 Alamouti 空时分组编码(Space Time Block Coding, STBC)和 BF 相结合的多天线方案, 该方案在基站端设置一个智能天线阵, 接收端设置一根天线, 发射端将数据流进行 STBC 编码, 然后将 2 路数据分别进行特征波束赋形合并后发送。文献[3]在发射端设置 2 个大间距智能天线阵, 信号首先经过 STBC 编码形成 2 路数据流, 然后分别送到 2 个智能天线阵进行发送。文献[3]克服了文献[2]系统性能易受角度扩展影响的缺点, 在信号各种到达角和角度扩散环境下具有较好的性能, 鲁棒性更强。文献[4]给出一种下行传输方案, 基于反馈的信道系数矩阵和信道协方差矩阵, 能够自适应地调整赋形矢量, 较传统 SM 系统获得更高的性能改善。4G 标准之一的 TD-LTE, 其关键技术双流波束赋形也是结合了 MIMO 和 BF 的优点, 是 TD-LTE 建网的主流技术。然而, 上述文献重点在于将 BF 和 MIMO 相结合用于发射端对系统下行链路性能改善的研究, 对下行链路接收端采用 BF-MIMO 结构的性能研究分析很少涉及。

收稿日期: 2012-08-14; 修回日期: 2012-10-22

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基金资助项目(“863”计划)(2009AA011504)

本文旨在建立一种通用的下行链路 BF-MIMO 接收方案,针对平坦衰落环境下该方案接收误码率和抗干扰性能进行理论分析和讨论,该方案可直接利用下行角度信息进行波束赋形接收,并可采用普通 MIMO 检测算法进行多流检测,经过仿真验证,相比于普通 MIMO 方案,该方案在角度扩展较小条件下,能有效提高抗干扰和误码率性能。

1 基于 BF-MIMO 的接收方案与信道建模

本文提出的 BF-MIMO 接收方案,在发射端配置 M_T 个发送天线(间距大于 10λ),接收端配置 M_R 个大间距智能天线阵,确保阵列间的独立性。每个子阵包含 N 个阵元,阵元之间间距较小($\lambda/2$),满足波束赋形天线配置要求。这样,就构成了 BF-MIMO 接收系统。BF-MIMO 下行链路结构原理如图 1 所示。

BF-MIMO 信道采用相关矩阵相乘的方法生成^[5],发射端发送的信号到达接收端时,由于各天线阵之间间距足够大,每个天线阵的 MIMO 信道衰落都是独立的。假设 M_T 个发射天线和 M_R 个接收天线,多径信道独立的 MIMO 信道的冲激响应为:

$$\mathbf{H}_w = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{11} & \mathbf{H}_{12} & \cdots & \mathbf{H}_{1M_T} \\ \mathbf{H}_{21} & \mathbf{H}_{22} & \cdots & \mathbf{H}_{2M_T} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \mathbf{H}_{M_R1} & \mathbf{H}_{M_R2} & \cdots & \mathbf{H}_{M_RM_T} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: M_T 为发射天线个数; M_R 为接收天线个数; $\mathbf{H}_{i,j}$ 为第 j 根发射天线到第 i 根接收天线的信道冲激响应。空间相关 MIMO 信道矩阵 $\mathbf{H}_R$ 为^[6]:

$$\text{vec}(\mathbf{H}_R) = \mathbf{R}^{1/2} \text{vec}(\mathbf{H}_w) \quad (2)$$

式中 $\text{vec}(\mathbf{H}_w)$ 表示将 $\mathbf{H}_w$ 的所有列依次排列起来构成 1 列。

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_t \otimes \mathbf{R}_r \quad (3)$$

式中: $\mathbf{R}$ 为信道相关矩阵,由发送相关矩阵和接收相关矩阵的 Kronecker 积构成; $\otimes$ 为 Kronecker 积。发送(接收)端的相关矩阵表示为:

$$\mathbf{R}_t = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{21} & \cdots & \rho_{1M_T} \\ \rho_{21} & 1 & \cdots & \rho_{2M_T} \\ \vdots & & 1 & \vdots \\ \rho_{M_T1} & \rho_{M_T2} & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中 $\rho_{i,j}$ 为天线 i 与天线 j 之间的相关系数。系统发射端配置 M_T 根发射天线,接收端配置 M_R 个智能天线阵,则分别产生 M_R 个独立的空间相关 MIMO 信道矩阵,可构成总的 MIMO 信道矩阵为:

$$\mathbf{H} = [\mathbf{H}_R^1 \mathbf{H}_R^2 \cdots \mathbf{H}_R^{M_R}]^T = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^1 & \mathbf{h}_2^1 & \cdots & \mathbf{h}_{M_T}^1 \\ \mathbf{h}_1^2 & \mathbf{h}_2^2 & \cdots & \mathbf{h}_{M_T}^2 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \mathbf{h}_1^{M_R} & \mathbf{h}_2^{M_R} & \cdots & \mathbf{h}_{M_T}^{M_R} \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: $[\cdot]^T$ 表示矩阵转置运算; $\mathbf{h}_i^j$ 表示从发射端第 i 根天线到接收端第 j 个智能天线阵所经历的信道衰落。对于 N 个阵元的天线阵列来说, $\mathbf{h}_i^j$ 是 $N \times 1$ 的向量。

在 $t = k$ 时刻,发射端有 M_T 路并行发送信号 $s_1(k), s_2(k), \cdots, s_{M_T}(k)$, 这 M_T 路数据可以表示为:

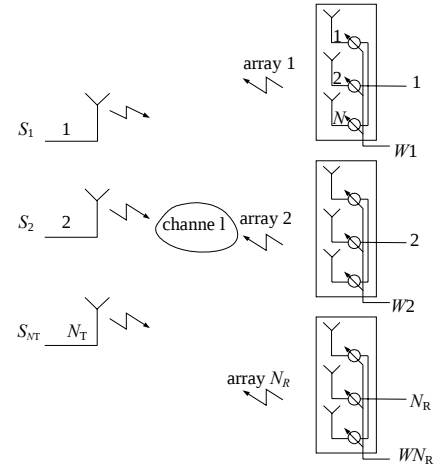


Fig.1 BF-MIMO receiver model
图 1 BF-MIMO 接收方案

$$\mathbf{s}(k) = [s_1(k) \ s_2(k) \ \cdots \ s_{M_T}(k)]^T \quad (6)$$

本文假设每个收发天线对之间为平坦衰落信道, 即信道所引起的时延扩展远小于一个符号间隔。发射端信号发送后, 第 i 个发送天线到达第 j 个智能天线阵所经历的信道冲击响应矢量 $\mathbf{h}_i^j(\tau, t)$ 可以表示为:

$$\mathbf{h}_i^j(t) = \beta_{i,j}^l(t) \mathbf{a}^T(\theta_j) \quad (7)$$

式中: $\beta_{i,j}^l(t)$ 表示发送天线 i 到接收天线阵 j 的第 l 径的衰落增益; $\mathbf{a}(\theta_j)$ 表示第 j 个智能天线阵以到达角 θ_j 接收的导向矢量, 如式(8)所示:

$$\mathbf{a}(\theta_j) = \left[1, e^{\frac{2\pi j}{\lambda} d \sin \theta_j}, e^{\frac{2\pi j}{\lambda} 2d \sin \theta_j}, \dots, e^{\frac{2\pi j}{\lambda} (N-1)d \sin \theta_j} \right] \quad (8)$$

式中 d 表示天线之间的间距。在 $t = k$ 时刻, 接收端第 j 个智能天线阵波束赋形接收到的信号表示为:

$$\mathbf{r}_j(k) = \mathbf{w}_j \mathbf{h}_1^j(t) s_1(k) + \mathbf{w}_j \mathbf{h}_2^j(t) s_2(k) + \cdots + \mathbf{w}_j \mathbf{h}_{M_T}^j(t) s_{M_T}(k) + \boldsymbol{\eta}_j(k) \quad (9)$$

式中: $\mathbf{w}_j$ 为第 j 个智能天线阵的波束赋形矢量; $\boldsymbol{\eta}_j(k)$ 为高斯白噪声。因此可得接收端信号矩阵:

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_{M_R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_1 \mathbf{h}_1^1 & \mathbf{w}_1 \mathbf{h}_1^2 & \cdots & \mathbf{w}_1 \mathbf{h}_{M_T}^1 \\ \mathbf{w}_2 \mathbf{h}_2^1 & \mathbf{w}_2 \mathbf{h}_2^2 & \cdots & \mathbf{w}_2 \mathbf{h}_{M_T}^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{w}_{M_R} \mathbf{h}_{M_R}^1 & \mathbf{w}_{M_R} \mathbf{h}_{M_R}^2 & \cdots & \mathbf{w}_{M_R} \mathbf{h}_{M_T}^{M_R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_{M_T} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \vdots \\ \eta_{M_R} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\mathbf{r} = \mathbf{W} \mathbf{H} \mathbf{s} + \boldsymbol{\eta} = \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{s} + \boldsymbol{\eta} \quad (11)$$

此时, $\tilde{\mathbf{H}}$ 既包含了信道衰落信息, 也包含了 DOA 信息, 可以看到, 经过接收波束赋形处理后, 信道矩阵已经重构为一个 $(M_R N) \times M_T$ 维的组合信道矩阵。

2 BF-MIMO 接收方案性能分析

2.1 接收误码率

为了获得系统最佳性能, 接收端采用基于 DOA 信息的单波束赋形机制, 最佳赋形矢量为^[7]:

$$\mathbf{w}_j = [\mathbf{a}(\theta_j)]^* \quad (12)$$

将式(12)代入式(9), 接收端信号输出转化为:

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_j(k) &= \mathbf{w}_j \mathbf{h}_1^j(t) s_1(k) + \mathbf{w}_j \mathbf{h}_2^j(t) s_2(k) + \cdots + \mathbf{w}_j \mathbf{h}_{M_T}^j(t) s_{M_T}(k) + \boldsymbol{\eta}_j(k) = \\ &= \beta_{1,j} [\mathbf{a}(\theta_j)]^* [\mathbf{a}(\theta_j)]^T s_1(k) + \cdots + \beta_{M_T,j} [\mathbf{a}(\theta_j)]^* [\mathbf{a}(\theta_j)]^T s_{M_T}(k) + \boldsymbol{\eta}_j(k) = \\ &= N \beta_{1,j} s_1(k) + \cdots + N \beta_{M_T,j} s_{M_T}(k) + \boldsymbol{\eta}_j(k) \end{aligned} \quad (13)$$

可见, 组合信道矩阵系数为常规 MIMO 系统信道系数的 N 倍, 接收矩阵转化为:

$$\mathbf{r} = \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{s} + \boldsymbol{\eta} = \mathbf{N} \mathbf{H} \mathbf{s} + \boldsymbol{\eta} \quad (14)$$

假设接收端已对信道进行了准确的估计, 在线性迫零(ZF)准则下^[8], 转换矩阵 $\mathbf{G}$ 为:

$$\mathbf{G} = (\tilde{\mathbf{H}}^H \tilde{\mathbf{H}})^{-1} \tilde{\mathbf{H}}^H \quad (15)$$

式中 $(\cdot)^{-1}$ 表示矩阵的逆。迫零后, 第 k 路数据流的输出信噪比为:

$$\gamma_k = \frac{\varepsilon\{\mathbf{s}_k \mathbf{s}_k^H\}}{[\varepsilon\{\boldsymbol{\eta} \boldsymbol{\eta}^H\}]_{k,k}} = \frac{\varepsilon\{\mathbf{s}_k \mathbf{s}_k^H\}}{[(\mathbf{G} \mathbf{a}(\theta)^*)^H (\mathbf{G} \mathbf{a}(\theta)^*)]_{k,k}} = \frac{p_k}{[(\tilde{\mathbf{H}}^H \cdot \tilde{\mathbf{H}})^{-1} \tilde{\mathbf{H}}^H]^H ((\tilde{\mathbf{H}}^H \cdot \tilde{\mathbf{H}})^{-1} \tilde{\mathbf{H}}^H)_{k,k} N \sigma^2} \quad (16)$$

式中: $[\cdot]_{i,j}$ 表示矩阵第 i 行、第 j 列元素的值, $k = 1, 2, \dots, M_T$; p_k 为每根发射天线的功率。假设系统发

送总功率为 p_0 , 有 $\sum_{k=1}^{M_T} p_k = p_0$ 。可以得到 BF-MIMO 接收方案的第 k 路数据流的检测信噪比为:

$$\gamma_k = \frac{N^2 p_0}{[(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H]^H (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H]_{k,k} N \sigma^2 M_T} \quad (17)$$

与普通 MIMO 检测信噪比 $\bar{\gamma}_k$ 相比较,

$$\bar{\gamma}_k = \frac{P_0}{[(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H]^H (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H]_{k,k} N \sigma^2 M_T} \quad (18)$$

可以得到:

$$\gamma_k = \bar{\gamma}_k \quad (19)$$

综上所述, BF-MIMO 接收方案较常规 MIMO 方案在 ZF 检测算法下有 $10 \lg(N)$ dB 的增益。

假设发射端采用 QPSK 调制, γ_k 的误码率为^[9]:

$$P(\gamma_k) = Q(\sqrt{2\gamma_k}) \quad (20)$$

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt \quad (21)$$

将式(20)代入式(21), 可得 BF-MIMO 方案与 MIMO 方案接收误码率分别为:

$$P(\gamma_k) = P(\bar{\gamma}_k) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\sqrt{2\gamma_k}}^\infty e^{-t^2/2} dt \quad (22)$$

$$P(\bar{\gamma}_k) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\sqrt{2\bar{\gamma}_k}}^\infty e^{-t^2/2} dt \quad (23)$$

式(22)和(23)分别表示 BF-MIMO 方案和常规 MIMO 方案接收误码率表达式。比较两式可知, 在发射端相同配置条件下, 采用 BF-MIMO 接收方案较常规 MIMO 方案可以获得更高的接收信噪比, 所以具有更优的误码率性能。

2.2 抗干扰分析

BF-MIMO 接收方案能够继承波束赋形抗干扰的优势, 利用天线阵阵元之间的强相关性, 形成与 DOA 有特定关系的信道方向图, 以达到提高接收信干比的目的。在空间相关信道下, 角度扩展、波达方向、多径数目等因素都会对空间相关性产生影响, 但主要与角度扩展有关, 随着角度扩展的增加相关性逐渐减小^[10]。

在平坦衰落信道下, 假设有 K 个信号, 1 个期望信号, $K-1$ 个干扰信号, 每个信号有 P 条路径均匀分布在 $(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2})$ 范围内, 第 K 个信号的第 P 条路径波达方向为 $\phi_{k,p}$, 这 P 条路径的中心角度是 $\bar{\phi}$ 。功率角度谱服从拉普拉斯分布:

$$p(\phi, \sigma, \bar{\phi}) = \frac{1}{\sqrt{2\sigma}} \exp\left(-\frac{\sqrt{2}|\phi - \bar{\phi}|}{\sigma}\right) \quad (24)$$

式中 σ 是角度扩展的标准差。赋型矢量为 $\mathbf{w} = [\mathbf{a}(\theta)]^*$, 假设 P 条路径功率相等, 则 BF-MIMO 方案接收信干比表示为:

$$R_{SI} = \frac{\int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} p(\beta_{1,p}) \left| \mathbf{a}^H(\theta_1) \mathbf{a}(\theta_1 + \beta_{1,p}) \right|^2 d\beta_{1,p} \bar{P}_1}{\frac{1}{\phi_2 - \phi_1} \int_{\phi_1}^{\phi_2} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} p(\beta_{k,p}) \left| \mathbf{a}^H(\theta_1) \mathbf{a}(\theta_k + \beta_{k,p}) \right|^2 d\beta_{k,p} d\theta_k \sum_{k=2}^K \bar{P}_k} \quad (25)$$

式中 $\beta_{k,p} = \phi_{k,p} - \bar{\phi}$ 。对于单径传播时, 可以得到:

$$R_{SI} = \frac{\left| \mathbf{a}^H(\theta_1) \mathbf{a}(\theta_1) \right|^2}{\frac{K-1}{\phi_2 - \phi_1} \int_{\phi_1}^{\phi_2} \left| \mathbf{a}^H(\theta_1) \mathbf{a}(\theta_k) \right|^2 d\theta_k} \quad (26)$$

由式(26)可以得出, 角度扩展越小, 智能天线阵波束赋形获得的信干比越大。这主要是因为随着角度扩展的减小^[11], 智能天线阵的阵元间相关性随之增强, 波束赋型的阵列增益相应提高, 在干扰方向亦能形成更有效的

零陷, BF-MIMO 方案的抗干扰能力也更强。

3 仿真结果

为了对比 BF-MIMO 方案的抗干扰能力,将有干扰信号的 BF-MIMO 方案与无干扰条件下 MIMO 方案接收误码率性能进行仿真对比,仿真环境设置如下:

BF-MIMO 方案: 双流接收配置,发射端设置 2 根独立天线,接收端设置 2 个大间距均匀线性天线阵,天线阵阵元间距为 $\lambda/2$,假设有 3 个独立且信噪比相同的 QPSK 调制信号,1 个期望信号,2 个干扰信号,入射角分别为, -10° , -40° 和 60° ,采用 ZF 检测方法,无编码。

MIMO 方案: 发射端和接收端分别设置 2 根独立天线, QPSK 调制,采用 ZF 检测,无干扰信号,无编码。

本文对 BF-MIMO 方案性能与基于 VBLAST 结构的空分复用 MIMO 方案进行误码率性能仿真比较。由图 2 仿真结果表明,当 $N=4$ 时, BF-MIMO 方案在有干扰信号条件下较 MIMO 方案在相同误码率下具有最高 6 dB 的增益,且随着天线阵阵元个数的增加,可以得到更低的误码率。

图 3 仿真了 BF-MIMO 方案在角度扩展分别为 2° , 10° , 30° 和 60° 时的接收误码率。由 2.2 节分析可知,角度扩展的增大会降低接收信干比,必然引起系统误码率的增高。仿真结果也可以看出,当 $N=4$,角度扩展增加到 60° 时, BF-MIMO 方案的误码率性能接近普通 MIMO 方案,即在 4 阵元的条件下,该方案在角度扩展小于 60° 的条件下优于普通 MIMO 方案。

综上所述,可以得到如下结论: BF-MIMO 接收方案性能主要与天线阵阵元个数和角度扩展有关。在小角度扩展条件下, BF-MIMO 方案较普通 MIMO 方案具有更强的抗干扰能力和更优的误码率性能。以 4 阵元为例, BF-MIMO 方案较 MIMO 方案在相同误码率下具有最高 6 dB 的增益,但随着角度扩展的增加, BF-MIMO 方案性能逐渐下降,该结论与仿真结果相符。

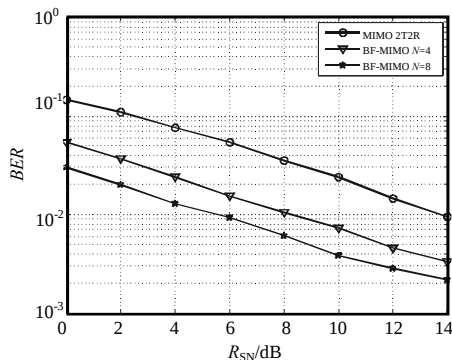


Fig.2 BER performance of BF-MIMO and MIMO receiving schemes
图 2 BF-MIMO 与 MIMO 接收误码率仿真结果

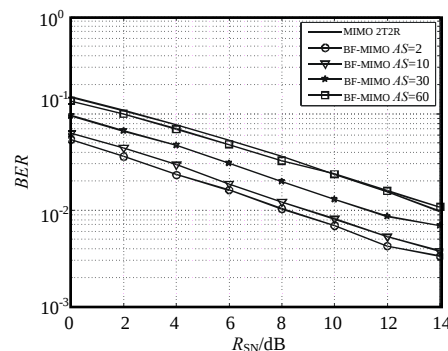


Fig.3 Influence of angular spread on BF-MIMO BER performance
图 3 AS 对 BF-MIMO 方案误码率影响

4 结论

本文提出了一种基于波束赋形的空分复用 MIMO 接收方案。该方案将智能天线的波束赋形技术与 MIMO 空分复用技术相结合。在接收端设置多个智能天线阵并行接收空分复用多路数据流,兼具空分复用和波束赋形的优势。理论分析和仿真结果表明,在小角度扩展的条件下,相比于普通 MIMO 方案,该方案具有更强的抗干扰能力和更优的误码率性能,能够有效提高系统的误码率性能。

参考文献:

- [1] WINTERS J H. Smart antennas for wireless systems[J]. IEEE Personal Communications, 1998, 5(1): 23–27.
- [2] Lei Z, Chin F P S, Liang Y C. Combined beamforming with space-time block coding for wireless downlink transmission[C]// VTC 2002 fall. Vancouver, Canada: IEEE, 2002: 2145–2148.
- [3] ZHU F, LIM M S. Combined beamforming with space-time block coding using double antenna array group[J]. Electronics Letters, 2004, 40(13): 811–813.
- [4] KIM I H, LEE K, CHUN J. An MIMO antenna structure that combines transmit beamforming and spatial multiplexing[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(3): 775–779.

- [5] 吕郡陵,郭爱煌. MIMO/SA 多天线空时信道建模[J]. 计算机工程, 2012,38(3):100-104. (LV Junling, GUO Aihuang. MIMO/SA Multi-antenna Space-time Channel Modeling[J]. Computer Engineering, 2012,38(3):100-104.)
- [6] Ozcelik H, Herdin M, Weichselberger W. Deficiencies of Kronecker MIMO radio channel model[J]. Electronics Letters (S0013-5194), 2003,39(16):1209-1210.
- [7] 辛彦哲,冯辉. 基于特征子空间的自适应多视角目标跟踪算法[J]. 信息与电子工程, 2012,10(3):319-325. (XIN Yan zhe, FENG Hui. Adaptive subspace tracking algorithm on multi-view videos[J]. Information and Electronic Engineering, 2012,10(3):319-325.)
- [8] Xu R, Lau FCM. Performance analysis for MIMO systems using zero forcing detector over fading channels[J]. IEE Proc., Commun., 2006,153(1):74-80.
- [9] Glover I A, Grant P M. 数字通信[M]. 3 版. 张力军,张宗橙,译. 北京:电子工业出版社, 2003.
- [10] John Fitzpatrick. Simulation of a Multiple Input Multiple Output(MIMO) wireless system[J]. Dublin City University School Chool of Electronic Engineering, 2004,4(2):43-45.
- [11] 李忻,聂在平. MIMO 信道中衰落信号的空域相关性评估[J]. 电子学报, 2004,32(12):1949-1953. (LI Xin, NIE Zaiping. Evaluating the spatial Correlation of Fading Signals in MIMO Channels[J]. Acta Electronica Sinica, 2004,32(12):1949-1953.

作者简介:



徐 尧(1985-), 男, 银川市人, 在读硕士研究生, 主要研究方向为移动通信.email: qjpxy@126.com.

王大鸣(1971-), 男, 辽宁省大连市人, 副教授, 主要研究方向为无线与移动通信.

陈坤汕(1986-), 男, 福州市人, 在读硕士研究生, 主要研究方向为移动通信.