

V-BLAST OFDM 空间功率扩展

官 鹭 邵士海 唐友喜*

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 611731)

摘要: 该文在多径衰落信道下, 针对分布式发射天线 V-BLAST OFDM, 提出了一种将数据功率扩展到不同发射天线的信号发射方法。该方法利用了分布式天线间时延, 增强了分布式信道的频率选择性, 提高了 V-BLAST OFDM 可获得的分集度。在 BPSK 调制, M.1225 步行测试信道下的仿真结果表明: 当误比特率为 10^{-3} 时, 与传统方法相比, 该文方法有大于 2 dB 的功率节省。

关键词: 无线通信; V-BLAST; 分布式天线系统; 功率扩展

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)03-0515-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2010.00658

Spatial Power Spreading in V-BLAST OFDM with Distributed Transmit Antennas

Guan Lu Shao Shi-hai Tang You-xi

(National Key Lab. of Science and Technology on Communication,

University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: Focusing on the V-BLAST OFDM system with distributed transmit antennas in multipath fading channel, a novel signal transmission method utilizing spatial power spreading is proposed. The method takes advantage of the delays among distributed antennas and enhances frequency selectivity of the distributed channel. Thus, the achievable diversity increases. Simulation results in M.1225 pedestrian test channel show that the proposed algorithm has 2 dB gain at BER of 10^{-3} compared to conventional method using BPSK modulation.

Key words: Wireless communication; V-BLAST; Distributed transmit antenna systems; Power spreading

1 引言

分布式发射天线 V-BLAST OFDM 作为下一代移动通信拟采用的关键技术之一^[1], 近年来成为了研究热点^[2,3]。V-BLAST 以提高频谱效率为目的, 可利用的分集度较低, 采用最大似然检测可获得的分集度仅为接收天线数^[4]。

利用多径信道的频率选择性可以提高 V-BLAST OFDM 的分集度^[5,6]。文献[5]提出了通过循环延迟分集获取频率选择性分集的方法, 该方法需要额外的发射天线提供复用子流的循环延时副本。文献[6]在不增加发射天线的条件下, 利用空频联合检测获得了 V-BLAST OFDM 的频率选择性分集。上述方法都以集中式发射天线为研究背景, 没有充分利用分布式发射天线的特征。

在分布式发射天线系统中, 各发射天线与接收

天线距离的不同导致发射信号在不同时刻达到接收机, 产生天线间时延^[7]。利用这一特点, 本文提出一种通过天线间功率扩展提高分布式 V-BLAST OFDM 可用分集度的方法。理论分析表明: 空间功率扩展后, 分布式信道的频率选择性增强, 系统可利用的分集度提高。仿真结果验证了提出方法的有效性。

本文其他部分安排为: 第 2 节给出了分布式 V-BLAST 功率扩展的基带模型; 第 3 节对空间功率扩展的性能进行了理论分析, 并给出了空间功率扩展矩阵的基本约束条件; 仿真结果和分析在第 4 节给出; 最后是对全文的总结。

文中以粗体符号表示矩阵或向量; $(\bullet)^H$, $(\bullet)^T$ 分别表示矩阵的共轭转置、转置; $E(\bullet)$, $\text{tr}(\bullet)$ 分别表示期望、迹; \mathbf{I}_N 表示 $N \times N$ 阶单位矩阵; $\text{diag}\{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ 表示以 $\{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ 为对角元素的对角矩阵; $\|\bullet\|$ 表示 Frobenius 范数。

2 系统模型

考虑具有 M_t 根发射天线, M_r 根接收天线的分布式 V-BLAST 系统, 模型如图 1 所示。

2010-06-25 收到, 2010-11-15 改回

国家自然科学基金(60902027, 60832007, 60901018), 基金项目(9140A21030209DZ02), 中央高校基本科研业务费专项资金(ZYGX2009J008, ZYGX2009J010)和国家 863 计划项目(2009AA01Z236)资助课题

*通信作者: 唐友喜 tangyx@uestc.edu.cn

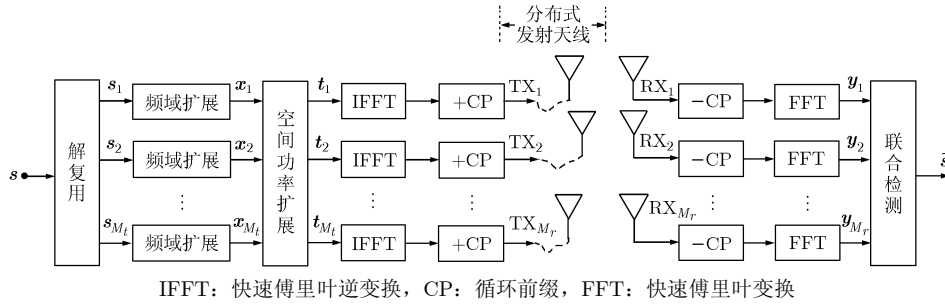


图1 系统模型

2.1 发射机模型

在发射端, 长度为 $M_t N$ 的符号块被解复用为 M_t 路子流, 每路子流上有 N 个符号, 其中, 解复用前的数据向量可以表示为 $\mathbf{s} = [s(0), \dots, s(i), \dots, s(M_t N - 1)]^T$, 解复用后第 p 路子流的数据向量可以表示为 $\mathbf{s}_p = [s(pN - N), s(pN + 1 - N), \dots, s(pN - 1)]^T$, $p = 1, \dots, M_t$ 。

解复用后在每一路子流上对该子流的 N 个符号进行频率功率扩展(载波间功率扩展), 其中第 p 路子流可以表示为

$$\mathbf{x}_p = \Psi \mathbf{s}_p \quad (1)$$

其中 $N \times N$ 的频域功率扩展矩阵 Ψ 满足发射功率约束 $\text{tr}(\Psi \Psi^H) = N$ 。频率功率扩展后, 对第 n 个载波对应的空间向量进行功率扩展。空间功率扩展可以表示为

$$\bar{\mathbf{t}}_n = \Phi \bar{\mathbf{x}}_n \quad (2)$$

其中 Φ 为空间功率扩展矩阵, 其第 q 行、 p 列元素可以表示为 $\varphi_{q,p}$; $\bar{\mathbf{x}}_n$ 为第 n 个载波对应的空间向量, $\bar{\mathbf{x}}_n = [\mathbf{x}_1(n), \dots, \mathbf{x}_p(n), \dots, \mathbf{x}_{M_t}(n)]^T$ 。空间功率扩展后, 第 p 路子流上的数据向量 $\bar{\mathbf{t}}_p = [\bar{\mathbf{t}}_0(p), \bar{\mathbf{t}}_1(p), \dots, \bar{\mathbf{t}}_{N-1}(p)]^T$ 。

在每一路子流上分别进行 N 点快速逆傅里叶变换、添加循环前缀, 然后上变频至载频, 由分布在不同地理位置的天线发送。

2.2 信道模型

假设发射天线与接收机之间的信道为频率选择性块衰落信道^[8], 在同一个 OFDM 符号内信道保持不变, 在 OFDM 符号间信道随机变化。可以将发射天线 p 与接收天线 q 之间的信道建模为抽头延迟线模型^[9]:

$$h_{q,p}(l) = \sum_{l_p=0}^{L_p-1} a_{q,p,l_p} \delta(l - l_p - g_p) \quad (3)$$

其中 a_{q,p,l_p} 表示第 l_p 条延迟径的抽头系数, 为零均值、方差为 σ_{q,p,l_p}^2 的瑞利衰落随机变量; g_p 表示第 p 根天线发射信号的传播时延, 即首径($l_p = 0$)到达的时延; L_p 表示信道的多径抽头数。与文献[9]相同, 假设所有信道中的任意两个抽头系数都相互独立。

2.3 接收机模型

在接收端, 下变频到基带后, 经去循环前缀、 N 点快速傅里叶变换, 发射天线 p 与接收天线 q 之间第 n 个子载波对应的频域信道可以表示为

$$H_{q,p,n} = \sum_{l_p=0}^{L_p-1} a_{q,p,l_p} \exp\left(-j \frac{2\pi n(l_p + g_p)}{N}\right) \quad (4)$$

第 n 个子载波对应的接收向量 $\bar{\mathbf{y}}_n$ 可以表示为

$$\bar{\mathbf{y}}_n = \mathbf{H}_n \bar{\mathbf{t}}_n + \bar{\mathbf{z}}_n \quad (5)$$

其中 \mathbf{H}_n 表示第 n 个子载波对应的 $M_r \times M_t$ 信道矩阵, 其第 q 行、 p 列元素为 $H_{q,p,n}$; $\bar{\mathbf{z}}_n$ 表示第 n 个子载波对应的 $M_r \times 1$ 维加性复高斯白噪声向量, 其均值为零, 协方差矩阵为 $N_0 \mathbf{I}_{M_r}$ 。式(5)给出了第 n 个载波的空间向量表述, 而在第 q 根接收天线上数据向量可以表述为 $\mathbf{y}_q = [\bar{\mathbf{y}}_0(q), \bar{\mathbf{y}}_1(q), \dots, \bar{\mathbf{y}}_{N-1}(q)]^T$, $q = 1, \dots, M_r$ 。将式(2)代入式(5)有

$$\bar{\mathbf{y}}_n = \mathbf{H}_n \Phi \bar{\mathbf{x}}_n + \bar{\mathbf{z}}_n \quad (6)$$

令等效信道矩阵为

$$\mathbf{H}_n^e = \mathbf{H}_n \Phi \quad (7)$$

则式(6)可以表示为

$$\bar{\mathbf{y}}_n = \mathbf{H}_n^e \bar{\mathbf{x}}_n + \bar{\mathbf{z}}_n \quad (8)$$

利用式(1)和式(8)检测原始数据 \mathbf{s} , 这里采用子流间迫零(ZF)干扰消除(SIC)、载波间联合最大似然检测(ML)的方法。不失一般性, 假设从第1层($i = 1$)开始进行检测, 对第 n 个子载波:

(1)首先计算 \mathbf{H}_n^e 的 Moore-Penrose 逆,

$$\mathbf{G}_n = \mathbf{H}_n^{e\dagger} \quad (9)$$

(2)选取干扰抵消向量 $\mathbf{G}_{1:,n} / \|\mathbf{G}_{1:,n}\|$, 其中 $\mathbf{G}_{q:,n}$ 为矩阵 \mathbf{G}_n 的第 q 行, 处理后第1层信号为

$$\begin{aligned} r_n(1) &= \frac{\mathbf{G}_{1:,n}}{\|\mathbf{G}_{1:,n}\|} \bar{\mathbf{y}}_n = \frac{\mathbf{G}_{1:,n}}{\|\mathbf{G}_{1:,n}\|} \mathbf{H}_n^e \bar{\mathbf{x}}_n + \frac{\mathbf{G}_{1:,n}}{\|\mathbf{G}_{1:,n}\|} \bar{\mathbf{z}}_n \\ &= \frac{1}{\|\mathbf{G}_{1:,n}\|} \bar{\mathbf{x}}_n'(1) + \bar{\mathbf{z}}_n'(1) \end{aligned} \quad (10)$$

其中 $\bar{\mathbf{z}}_n'(i) = (\mathbf{G}_{i:,n} / \|\mathbf{G}_{i:,n}\|) \bar{\mathbf{z}}_n$ 为第 i 层处理后的噪声。

(3)在 0 到 $N-1$ 个子载波进行(1), (2)两步后, 进行载波间联合检测, 令 $\mathbf{r}_i = [r_0(i), \dots, r_n(i), \dots, r_{N-1}(i)]^T$, $\mathbf{z}'_i = [\bar{z}'_0(i), \dots, \bar{z}'_n(i), \dots, \bar{z}'_{N-1}(i)]^T$, 并将式(1)代入有

$$\mathbf{r}_i = \text{diag} \left\{ \frac{1}{\|\mathbf{G}_{1:,0}\|}, \dots, \frac{1}{\|\mathbf{G}_{1:,n}\|}, \dots, \frac{1}{\|\mathbf{G}_{1:,N-1}\|} \right\} \Psi \mathbf{s}_1 + \mathbf{z}'_i \quad (11)$$

对式(11)进行最大似然检测即可以得到 \mathbf{s}_1 的估计值

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{s}}_1 : \\ \hat{\mathbf{s}}_1 = \\ \arg \min_{\hat{\mathbf{s}}_1 \in \mathcal{S}} \left\| \mathbf{r}_i - \text{diag} \left\{ \frac{1}{\|\mathbf{G}_{1:,0}\|}, \dots, \frac{1}{\|\mathbf{G}_{1:,n}\|}, \dots, \frac{1}{\|\mathbf{G}_{1:,N-1}\|} \right\} \Psi \hat{\mathbf{s}}_1 \right\| \end{aligned} \quad (12)$$

其中 \mathcal{S} 表示 \mathbf{s}_1 所有可能取值的集合。

(4)在接收信号中抵消第 1 层的贡献: 将 $\bar{\mathbf{y}}_n$ 用 $\bar{\mathbf{y}}_n - \mathbf{H}_{:,1,n}^e \Psi \hat{\mathbf{s}}_1$ 代替, 其中 $\mathbf{H}_{:,p,n}^e$ 表示 \mathbf{H}_n^e 的第 p 列; \mathbf{H}_n^e 用 $\mathbf{H}_n^e(-1)$ 代替, 其中 $\mathbf{H}_n^e(-1)$ 表示将 \mathbf{H}_n^e 第 1 列置 0。

(5)重复进行第(1)步至第(4)步即可完成每一层的检测。

3 空间功率扩展

3.1 功率扩展矩阵

功率扩展矩阵的设计需要考虑到信道相关性对 MIMO 系统性能的影响和分布式系统的发射功率约束。

(1)发射相关性约束 发射相关性会导致系统容量的下降和检测错误概率的上升^[10], 因此采用功率扩展后, 等效信道矩阵仍然需要满足发射不相关, 即 $\forall q \in \{1, 2, \dots, M_r\}$ 需要满足:

$$\mathbb{E}(\mathbf{H}_{q:,n}^e \mathbf{H}_{q:,n}^{eH}) = \mathbf{A} \quad (13)$$

其中 $\mathbf{H}_{q:,n}^e$ 表示第 n 个载波对应的等效信道矩阵第 q 行, \mathbf{A} 表示对角矩阵。将式(7)代入有

$$\mathbb{E}(\mathbf{H}_{q:,n} \Phi \Phi^H \mathbf{H}_{q:,n}^H) = \mathbf{A} \quad (14)$$

通过上一节对信道独立性的描述, 可以发现当 $\Phi \Phi^H$ 为对角阵时, 式(14)得以满足。

(2)发射功率约束 在分布式天线系统中, 发射天线分布在不同的地理位置, 需要分别连接到独立的功率放大器, 因此每根发射天线都需要有独立的功率约束。对于恒模调制, 如 MPSK, 则要求 Φ 的第 i 行满足 $\|\varphi_i\| = 1$, 这意味着功率扩展后, 每一根发射天线的发射功率仍保持恒定。

基于以上两个约束条件, 本文选取所有元素模均为 $1/\sqrt{M_t}$ 的酉矩阵作为功率扩展矩阵。

3.2 性能分析

(1)频率选择性分析 等效信道矩阵 \mathbf{H}_n^e 的第 q 行、 p 列元素可以表示为

$$H_{q,p,n}^e = \sum_{r=1}^{M_t} \varphi_{r,p} \sum_{l_r=0}^{L_p-1} a_{q,r,l_r} \exp \left(-j \frac{2\pi n(l_r + g_r)}{N} \right) \quad (15)$$

令 $\mathbf{h}_{q,p} = [a_{q,p,0}, \dots, a_{q,p,l}, \dots, a_{q,p,L_p-1}]^T$, 式(4)可以表示为矩阵形式:

$$\mathbf{H}_{q,p,n} = \mathbf{v}_{g_p,L_p}(n) \mathbf{h}_{q,p} \quad (16)$$

其中 $\mathbf{v}_{g_p,L_p}(n) = [\omega^{ng_p}, \dots, \omega^{n(g_p+l_p)}, \dots, \omega^{n(g_p+L_p-1)}]$, $\omega = \exp(-j2\pi/N)$ 。

不失一般性, 令 $g_1 = \min_{p \in \{1, 2, \dots, M_t\}} \{g_p\}$, $L_1 = \min_{p \in \{1, 2, \dots, M_t\}} \{L_p\}$ 则式(15)可以表示为

$$H_{q,p,n}^e = \mathbf{v}_{g_1,M}(n) \mathbf{h}_{q,p}^e \quad (17)$$

其中 M 为集合 $\Omega = \{g_1, \dots, g_1 + L_1 - 1, g_2, \dots, g_2 + L_2 - 1, \dots, g_{M_t}, \dots, g_{M_t} + L_{M_t} - 1\}$ 中相异元素的个数, $\mathbf{h}_{q,p}^e$ 表示等效的时域信道, 为接收天线 q 所对应的多个信道的加权叠加。

(a)当 $\forall p \in \{1, 2, \dots, M_t\}$, $\exists g_p \geq L_p$, 对应不同发射天线的信道时延抽头完全错开, 集合 Ω 中所有元素均不同, $\mathbf{h}_{q,p}^e = [\varphi_{1,p} \mathbf{h}_{q,1}^T, \varphi_{2,p} \mathbf{h}_{q,2}^T, \dots, \varphi_{M_t,p} \mathbf{h}_{q,M_t}^T]^T$, 由信道模型中独立性假设可以得出, $\mathbf{h}_{q,p}^e$ 中有 $\sum_{p=1}^{M_t} L_p$ 个独立的随机变量, 等效为信道有 $\sum_{p=1}^{M_t} L_p$ 条独立的径, 则最大可获得的频域分集度为 $M = \sum_{p=1}^{M_t} L_p$ ^[11]。

(b)当 $0 \leq g_p < L_p$, 对应不同发射天线的信道抽头交叠在一起, 等效信道抽头数 $L_1 \leq M < \sum_{p=1}^{M_t} L_p$ 。对于分布式天线系统, 在天线间时延不全相等时有 $M > \max_{p \in \{1, 2, \dots, M_t\}} \{L_p\}$ 。

(2)成对错误概率分析 为了进一步阐述空间功率扩展对系统性能的影响, 利用成对错误概率 (Pairwise Error Probability, PEP) 做进一步分析。由于 SIC 检测的非线性, 得出精确的 PEP 表达式比较复杂, 这里仅推导最后一层的 PEP 以验证功率扩展对分布式 V-BLAST OFDM 分集度的改善。

理想抵消掉前 $M_t - 1$ 层后, 接收信号可以写为

$$\bar{\mathbf{y}}_n = \mathbf{H}_{:,M_t,n}^e \bar{\mathbf{x}}_n(M_t) + \bar{\mathbf{z}}_n \quad (18)$$

由式(10)有

$$\begin{aligned} r_n(M_t) &= \frac{\mathbf{G}_n}{\|\mathbf{G}_n\|} \bar{\mathbf{y}}_n = \frac{\mathbf{G}_n}{\|\mathbf{G}_n\|} \mathbf{H}_{:,M_t,n}^e \bar{\mathbf{x}}_n(M_t) + \frac{\mathbf{G}_n}{\|\mathbf{G}_n\|} \bar{\mathbf{z}}_n \\ &= \frac{1}{\|\mathbf{G}_n\|} \bar{x}_n(M_t) + \bar{z}'_n(M_t) \end{aligned} \quad (19)$$

其中

$$\mathbf{G}_n = \mathbf{H}_{:,M_t,n}^e \dagger$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{H_{1,M_t,n}^e}{\sum_{q=1}^{M_r} \|H_{q,M_t,n}^e\|^2} & \frac{H_{2,M_t,n}^e}{\sum_{q=1}^{M_r} \|H_{q,M_t,n}^e\|^2} & \cdots & \frac{H_{M_r,M_t,n}^e}{\sum_{q=1}^{M_r} \|H_{q,M_t,n}^e\|^2} \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$\|\mathbf{G}_n\| = \left(\sum_{q=1}^{M_r} \|H_{q,M_t,n}^e\|^2 \right)^{-1/2} \quad (21)$$

$$\bar{z}'_n(M_t) = \frac{H_{1,M_t,n}^e \bar{z}'_n(1)}{\sum_{q=1}^{M_r} \|H_{q,M_t,n}^e\|^2} + \frac{H_{2,M_t,n}^e \bar{z}'_n(2)}{\sum_{q=1}^{M_r} \|H_{q,M_t,n}^e\|^2} + \cdots + \frac{H_{M_r,M_t,n}^e \bar{z}'_n(M_r)}{\sum_{q=1}^{M_r} \|H_{q,M_t,n}^e\|^2} \quad (22)$$

由式(11)有

$$\mathbf{r}_{M_t} = \text{diag} \left\{ \frac{1}{\|\mathbf{G}_0\|}, \cdots, \frac{1}{\|\mathbf{G}_n\|}, \cdots, \frac{1}{\|\mathbf{G}_{N-1}\|} \right\} \boldsymbol{\Psi} \mathbf{s}_{M_t} + \mathbf{z}_{M_t} \quad (23)$$

其中 $\mathbf{z}'_{M_t} = [\bar{z}'_0(M_t), \cdots, \bar{z}'_n(M_t), \cdots, \bar{z}'_{N-1}(M_t)]^T$, 由式(22)可以得出 \mathbf{z}'_{M_t} 为 $N \times 1$ 维加性复高斯白噪声向量, 其均值为零, 协方差矩阵为 $N_0 \mathbf{I}_N$.

为了表述简单, 令 $\mathbf{H} = \text{diag}\{1/\|\mathbf{G}_0\|, \cdots, 1/\|\mathbf{G}_n\|, \cdots, 1/\|\mathbf{G}_{N-1}\|\}$, 将 \mathbf{s}_{M_t} 记做 \mathbf{b} , 错误估计向量记做 $\tilde{\mathbf{b}}$, $\tilde{\mathbf{b}} \neq \mathbf{b}$, 令 $\mathbf{y} = \mathbf{H}\boldsymbol{\Psi}\mathbf{b}$, $\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{H}\boldsymbol{\Psi}\tilde{\mathbf{b}}$, 则关于信道 \mathbf{H} 的条件成对错误概率可表示为^[12]

$$P(\mathbf{b}, \tilde{\mathbf{b}} | \mathbf{H}) = Q \left(\sqrt{\frac{E_s}{2N_0}} d^2(\mathbf{y}, \tilde{\mathbf{y}}) \right) \quad (24)$$

其中 $d^2(\mathbf{y}, \tilde{\mathbf{y}}) = \|\mathbf{y} - \tilde{\mathbf{y}}\|^2$ 。令 $\mathbf{e} = \mathbf{b} - \tilde{\mathbf{b}}$, $\mathbf{D}_e = \text{diag}\{\mathbf{e}\}$, $\mathbf{h} = [1/\|\mathbf{G}_0\|, \cdots, 1/\|\mathbf{G}_n\|, \cdots, 1/\|\mathbf{G}_{N-1}\|]^T$, 则

$$d^2(\mathbf{y}, \tilde{\mathbf{y}}) = \|\mathbf{H}\mathbf{e}\|^2 = \|\mathbf{D}_e \mathbf{h}\|^2 = \mathbf{h}^H \mathbf{D}_e^H \mathbf{D}_e \mathbf{h} \quad (25)$$

易得出 $\mathbf{D}_e^H \mathbf{D}_e$ 为对角矩阵, 可以表示为

$$\mathbf{D}_e^H \mathbf{D}_e = \text{diag}[\mu_0 \quad \mu_1 \quad \cdots \quad \mu_{N-1}] \quad (26)$$

若频域功率扩展矩阵采用文献[11]建议形式, 可以满足 $\mu_n = \|e(n)\|^2 \neq 0$, 即满秩, 则

$$d^2(\mathbf{y}, \tilde{\mathbf{y}}) = \sum_{n=0}^{N-1} \mu_n \frac{1}{\|\mathbf{G}_n\|^2} \quad (27)$$

代入式(21)有

$$d^2(\mathbf{y}, \tilde{\mathbf{y}}) = \sum_{q=1}^{M_r} \sum_{n=0}^{N-1} \mu_n \|H_{q,M_t,n}^e\|^2 \quad (28)$$

令 $\mathbf{V} = [\mathbf{v}_{g_1,M}(0)^T, \mathbf{v}_{g_1,M}(1)^T, \cdots, \mathbf{v}_{g_1,M}(N-1)^T]^T$, 代入式(17)可以进一步表示为

$$d^2(\mathbf{y}, \tilde{\mathbf{y}}) = \sum_{q=1}^{M_r} \mathbf{h}_{q,M_t}^e \mathbf{V}^H \mathbf{D}_e^H \mathbf{D}_e \mathbf{V} \mathbf{h}_{q,M_t}^e \quad (29)$$

令 $\mathbf{A}_e = \mathbf{V}^H \mathbf{D}_e^H \mathbf{D}_e \mathbf{V}$, 由于 $\mathbf{D}_e^H \mathbf{D}_e$ 为满秩, 则 \mathbf{A}_e 的秩等于 \mathbf{V} 的秩, 再由 \mathbf{V} 的表达式易得 \mathbf{V} 的秩为 M (假设载波数目大于多径总数)。由于 \mathbf{A}_e 为非负定 Hermitian 矩阵, 因此存在酉矩阵 \mathbf{U} 与实对角阵 $\boldsymbol{\Delta}$, 使得^[12]

$$\mathbf{U} \mathbf{A}_e \mathbf{U}^H = \boldsymbol{\Delta} \quad (30)$$

其中 \mathbf{U} 的第 i 列为 \mathbf{u}_i , $\boldsymbol{\Delta}$ 可以表示为

$$\boldsymbol{\Delta} = \text{diag}[\lambda_0 \quad \lambda_1 \quad \cdots \quad \lambda_{M-1}] \quad (31)$$

进一步可以将式(27)表示为

$$d^2(\mathbf{y}, \tilde{\mathbf{y}}) = \sum_{q=1}^{M_r} \sum_{l=0}^{M-1} \lambda_l |\beta_{q,l}|^2 \quad (32)$$

其中 $\beta_{q,l}$ 为 $\mathbf{h}_{q,2}^e$ 与 \mathbf{u}_l 的内积。由文献[12]可以得出 PEP 的 Chernoff 上界可以表示为

$$P(\mathbf{b}, \tilde{\mathbf{b}}) \leq \left(\prod_{l=0}^{M-1} \frac{1}{1 + E_s \lambda_l / (4N_0)} \right)^{M_r} \quad (33)$$

在高信噪比下, 式(33)可以表示为

$$P(\mathbf{b}, \tilde{\mathbf{b}}) \leq \left(\prod_{l=0}^{M-1} \lambda_l \right)^{-M_r} \left(\frac{E_s}{4N_0} \right)^{-M_r M} \quad (34)$$

从式(34)可以观察到天线间功率扩展后, 采用 SIC-ML 检测, 最后一层获得的分集度为 $M_r M$, 其中 M_r 表示接收天线数, M 表示等效信道的多径数, 其最大值为 $\sum_{p=1}^{M_t} L_p$ 。本文对分集度进行的分析同样适用于文献[6]为代表的传统方法, 其 M 的最大取值为 $\max_{p \in \{1, 2, \dots, M_t\}} \{L_p\}$ 。比较可以发现: 采用本文方法后, M 的取值将始终不小于传统方法, 即在相同信噪比下, 本文方法可获得的分集度不会小于传统方法。

对于 $m \times m$ 满秩矩阵 \mathbf{A} , \mathbf{B} , 有 $\det(\mathbf{A}\mathbf{B}) = \det(\mathbf{B}\mathbf{A})$ ^[13], 令 $G = \prod_{l=0}^{M-1} \lambda_l$, 由式(30)得

$$G = \det(\mathbf{U} \mathbf{A}_e \mathbf{U}^H) = \det(\mathbf{A}_e \mathbf{U}^H \mathbf{U}) = \det(\mathbf{A}_e) \quad (35)$$

将 \mathbf{A}_e 的表达式代入有

$$G = \det(\mathbf{V}^H \mathbf{D}_e^H \mathbf{D}_e \mathbf{V}) \quad (36)$$

其中 \mathbf{V} 为 $N \times M$ 范德蒙矩阵, 这里假设子载波数 N 大于多径总数 M 。利用矩阵分块的方法可以将 \mathbf{V} 和 \mathbf{D}_e 分别表示为

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_M \\ \mathbf{V}_{N-M} \end{bmatrix} \quad (37)$$

其中 \mathbf{V}_M 为 $M \times M$ 阶矩阵, \mathbf{V}_{N-M} 为 $(N-M) \times M$ 阶矩阵。

$$\mathbf{D}_e = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{e,M} & \\ & \mathbf{D}_{e,N-M} \end{bmatrix} \quad (38)$$

其中 $\mathbf{D}_{e,M}$ 为 $M \times M$ 阶对角阵, $\mathbf{D}_{e,N-M}$ 为 $(N-M) \times (N-M)$ 阶对角阵。

利用式(37)和式(38)可以将式(36)可以表示为

$$G = \det(\mathbf{V}_M^H \mathbf{D}_{e,M}^H \mathbf{D}_{e,M} \mathbf{V}_M + \mathbf{V}_{N-M}^H \mathbf{D}_{e,N-M}^H \mathbf{D}_{e,N-M} \mathbf{V}_{N-M}) \quad (39)$$

由矩阵表示形式易得式(39)加号两边的矩阵都半正定, 并且由于前面一项中的各矩阵皆满秩, 因此前面一项为正定矩阵。对于 $m \times m$ 矩阵 \mathbf{A} , \mathbf{B} , 如 \mathbf{A} 正定且 \mathbf{B} 半正定, 有 $\det(\mathbf{A} + \mathbf{B}) \geq \det(\mathbf{A})$ [13], 则

$$G \geq \det(\mathbf{V}_M^H \mathbf{D}_{e,M}^H \mathbf{D}_{e,M} \mathbf{V}_M) \quad (40)$$

由于 \mathbf{V}_M , $\mathbf{D}_{e,M}$ 为满秩矩阵, 利用共轭矩阵的性质可将式(40)可进一步表示为

$$G \geq |\det(\mathbf{V}_M)|^2 |\det(\mathbf{D}_{e,M})|^2 \quad (41)$$

将式(41)代入式(34)有

$$P(\mathbf{b}, \tilde{\mathbf{b}}) \leq |\det(\mathbf{V}_M)|^{-2M_r} |\det(\mathbf{D}_{e,M})|^{-2M_r} \left(\frac{E_s}{4N_0} \right)^{-M_r M} \quad (42)$$

由式(42)可以发现分集乘积大小由矩阵 \mathbf{V}_M , $\mathbf{D}_{e,M}$ 的行列式 $|\det(\mathbf{V}_M)|$, $|\det(\mathbf{D}_{e,M})|$ 决定, 其中 $|\det(\mathbf{D}_{e,M})|$ 只与功率扩展矩阵和发射星座符号有关。

可以发现 \mathbf{V}_M 为范德蒙德矩阵, 其行列式的模可以表示为

$$|\det(\mathbf{V}_M)| = \prod_{s,k=1}^{M_r} \prod_{l_s=0, l_k=0}^{L_s-1, L_k-1} \left| \omega^{g_s+l_s} - \omega^{g_k+l_k} \right| \quad (43)$$

结合式(42)和式(43)可以发现, 天线间功率扩展后, 系统的分集乘积由功率扩展矩阵、发射星座符号、多径时延向量和分布式天线间时延决定。在一个具体的信道场景中, 若采用固定的功率扩展矩阵和星座符号, 不同发射机与接收机间传播时延的不同将可能导致不同的成对错误概率。

4 仿真结果与分析

本节通过计算机仿真考察空间功率扩展对分布式 V-BLAST 系统性能的影响。仿真中采用球形译码(SD)作为近似的最大似然检测, 假设接收机已知理想信道信息。采用子载波分组的方法[11]降低检测复杂度, 每一个分组为 4 个载波。频率功率扩展矩阵和空间功率扩展矩阵选择文献[11]中建议的矩阵形式。

图 2 分别仿真了两发两收系统理想抵消第 1 层后的第 2 层信号的误比特性能, 令所有收发天线对

间信道具有相同的功率延时分布, 仿真参数如表 1 所示。通过与文献[6]的方法进行比较, 观察天线间功率扩展对分集度的影响。从图 2 可以看出, 在误比特性能在 10^{-3} 时, 采用天线间功率扩展后的分布式 V-BLAST 第二层性能系统性能提高约 4 dB。

表 1 仿真参数

基带 带宽 (1/T _s)	子载 波数 (N)	调制 方式	传播时延(s)		信道时延向量	
			g ₁	g ₂	场景 1	场景 2
1×10 ⁷	128	BPSK	0	2×10 ⁻⁷	[0]	[0, 10 ⁻⁷]

由文献[4]可知, 观察高信噪比时误比特率曲线的斜率可以比较系统分集度。从图 2 可以发现, 采用天线间功率扩展后, 在高信噪比下误比特率曲线变陡了, 意味着系统分集度得到了改善。从图 2 还可以发现: 多径数为 1 时功率扩展后的误比特性能曲线与多径数为 2 未采用功率扩展的误比特性能曲线具有相同的斜率, 这意味着天线间功率扩展后可获得的频率选择性分集 $M = L_1 + L_2$, 与理论分析一致。

图 3 仿真观察了天线间时延与平均误比特率之间的关系。仿真采用两发两收 V-BLAST, 基带带宽、调制方式与时延参数如表 1 所示, 子载波数 $N=8$ (子载波数的选取是出于检测复杂度的考虑, 对于子载波数较大的情况, 一般采用分组方法降低复杂度, 而分组方法对平均误比特率有影响, 为了直接观察分布式时延与平均误比特率的关系, 这里选取了较小的子载波个数)。由第 3 节的分析有: 当天线间时延 $g_2 - g_1 = NT_s/2$, 式(43)所表示的行列式的模具有最大值, 系统具有最大的分集乘积和最小的成对错误概率。从图 3 可以发现在 3 个不同的信噪比下, 存在着使平均误比特率最小的天线间时延, 其时延值 $g_2 - g_1$ 为 $4T_s$, 即 $NT_s/2$, 仿真结果对理论分析进行了验证。

图 4 仿真了在正方形区域^[7]内, 两根分布式天线放置在正方形对角顶点, 接收机在不同位置的区域平均误比特率(Area Averaged Bit Error Rate, AABER)。以均匀分布随机产生了 20 个用户位置, 天线间时延 $g_p = \lfloor d_p / T_s c \rfloor$, 其中 $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整, d_p 为接收机距第 p 根发射天线的距离, c 为光速。信道延迟分布按 M.1225 步行测试信道(Channel A)模型参数进行设置。仿真表明, 天线间功率扩展提高了分布式 V-BLAST OFDM 系统接收机在不同位置的平均误比特性能。

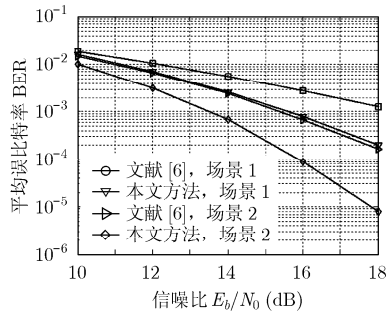


图 2 两发两收分布式 V-BLAST 第 2 层误比特率性能(传播时延 $g_1=0$, $g_2=2T_s$; 场景 1 信道时延向量为 $[0]$, 场景 2 信道时延向量为 $[0, T_s]$)

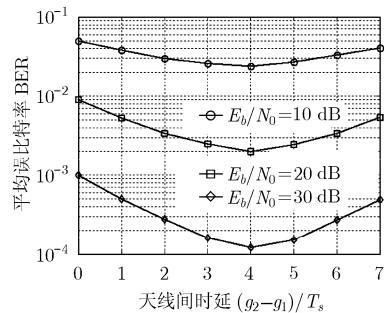


图 3 分布天线间时延对平均误比特率的影响(两发两收 V-BLAST, 子载波数 $N=8$, 信道时延向量为 $[0, T_s]$)

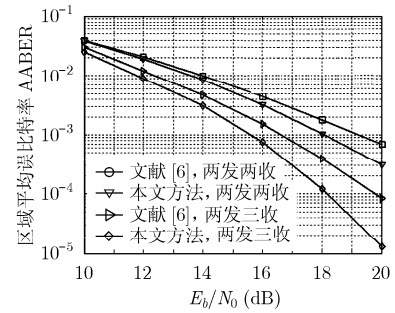


图 4 分布式 V-BLAST 区域平均误比特率性能(M.1225 步行测试信道)

5 结论

本文利用分布式系统不同发射天线信号间存在相对时延的特点, 提出了一种利用空间功率扩展提高分布式 V-BLAST 系统分集度的方法。研究表明空间功率扩展增强了分布式信道的频率选择性, 提高了系统可获得的频率选择性分集。在层间连续干扰抵消、载波间联合检测下, 接收机最大可获得的分集度为接收天线数乘以同一接收天线所对应的发射天线数个信道的多径抽头数之和。

参考文献

- [1] Furht B and Ahson S. Long Term Evolution: 3GPP LTE Radio and Cellular Technology [M]. New York: CRC Press, 2009: 12-13.
- [2] Wang X, Zhu P, and Chen M. Antenna location design for generalized distributed antenna systems [J]. *IEEE Communication Letters*, 2009, 13(5): 315-317.
- [3] Chen H and Chen M. Capacity of distributed antenna systems over shadowed fading channel[C]. *IEEE Vehicular Technology Conference(VTC)*, Barcelona, Spain, May 2009: 1-4.
- [4] Zheng L and Tse D. Diversity and multiplexing: a fundamental tradeoff in multiple-antenna channels[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2003, 49(5): 1073-1096.
- [5] Rahman M. Spatial multiplexing in OFDM systems with cyclic delay diversity[C]. *IEEE Vehicular Technology Conference(VTC)*, Dublin, Ireland, April 2007: 1491-1495.
- [6] Gui B and Qu D. VBLAST-OFDM system with linear constellation precoding[C]. *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Milan, Italy, May 2004: 733-737.
- [7] Shen Y, Tang Y X, and Shao S S. Optimally interleaved signals for SFN[J]. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2008, 54(1): 100-105.
- [8] Basilio D, Linde L, and Maharaj B. Uplink MC-DS-CDMA using ZCZ sequences for frequency-selective block-fading channels[C]. *IEEE AFRICON*, Nairobi, Kenya, Sept. 2009: 1-6.
- [9] 许国平, 张欣, 杨大成. 一种低复杂度的 MIMO-OFDM 信道估计新方法[J]. *电子与信息学报*, 2008, 30(4): 797-800.
Xu Guo-ping, Zhang Xin, and Yang Da-cheng. New MIMO-OFDM channel estimation algorithm with low complexity[J]. *Journal of Electronic & Information Technology*, 2008, 30(4): 797-800.
- [10] Vu M and Paulraj A. MIMO wireless linear precoding[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2007, 24(5): 86-105.
- [11] Liu Z, Xin Y, and Giannakis G. Linear constellation precoding for OFDM with maximum multipath diversity and coding gains[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2003, 51(3): 416-427.
- [12] Vucetic B and Yuan J. Space-Time Coding[M]. Chichester: John Wiley and Sons, 2003: 66-70.
- [13] 张贤达. 矩阵分析与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2005: 58-59.
Zhang Xian-da. Matrix Analysis and Application[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2005: 58-59.

官 鹭: 男, 1983 年生, 博士生, 研究方向为分布式发射信号的设计和优化。

邵士海: 男, 1980 年生, 讲师, 从事扩频通信及 MIMO 检测方面的研究。

唐友喜: 男, 1964 年生, 教授, 博士生导师, 从事无线通信信号设计与检测方面的研究。