

空时旋转不变性编码技术及其频率选择性信道盲估计方法

吴晓军^{**} 李星^{*} 王继龙^{*} 张金祥^{*}

^{*}(清华大学信息科学技术学院 北京 100084)

^{**}(西安交通大学软件学院 西安 710049)

摘要: 针对处于频率选择性衰落环境中的垂直型贝尔实验室分层空时(VERTICAL Bell Labs LAYERED Space-Time, V-BLAST)结构, 该文首先对其进行联合空时符号分组, 然后提出了一种新颖的空时旋转不变性编码技术(Space-Time Rotational-Invariance Coding Technique, STRICT)。通过巧妙利用上述编码技术中的旋转不变性性质, 该文继续为 V-BLAST 结构提出了一种多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)频率选择性无线信道的盲估计方法。仿真结果表明了该文新颖 STRICT 的有效性及其信道盲估计方法的性能。

关键词: 频率选择性, 多输入多输出, 信道盲估计

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2005)12-1952-07

Space-Time Rotational-Invariance Coding Technique and Corresponding Blind Estimation Scheme of Frequency-Selective Channels

Wu Xiao-jun^{**} Li Xing^{*} Wang Ji-long^{*} Zhang Jin-xiang^{*}

^{*}(School of Information Science and Technology, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

^{**}(Software Engineering School, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 70049, China)

Abstract This paper firstly addresses the joint space-time symbol block for the Vertical Bell Labs LAYERED Space-Time (V-BLAST) architecture under the frequency-selective fading environment. Successively, one novel Space-Time Rotational-Invariance Coding Technique (STRICT) is proposed for the V-BLAST architecture. By elegantly exploiting the above introduced rotational-invariance property, one blind estimation scheme of the Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) frequency-selective wireless channels is derived for the V-BLAST architecture. Extensive simulation results demonstrate both the validity of the novel STRICT and the performance of the blind estimation scheme of frequency-selective channels.

Key words Frequency-selective, Multiple-input multiple-output, Channel blind estimation.

1 引言

垂直型贝尔实验室分层空时(VERTICAL Bell Labs LAYERED Space-Time, V-BLAST)结构^[1]是一种非常有前途的空间复用技术。许多研究人员提议在无线本地环(Wireless Local Loop, WLL)和无线局域网(Wireless Local Area Network, WLAN)中部署V-BLAST结构^[2,4]。毋庸置疑, 对于新一代宽带移动无线多媒体通信而言, V-BLAST结构是一种非常具有竞争力和吸引力的候选技术。

过去几年里, 研究人员针对 V-BLAST 结构已经进行了大量研究。在这些研究工作中, V-BLAST 结构中的多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)无线信道几乎总被假设为平衰落, 原因在于 V-BLAST 结构中的空域解复

用操作(即矢量编码)能够向各个发射天线通道输出一组速率较低的子数据流。

然而, 在高速无线多媒体通信场合, 上述平衰落假设值得商榷。事实上, 由于 V-BLAST 结构中的发射天线数不可能不实际地一直增加, 因此单纯依赖 V-BLAST 结构中的空域解复用操作将可能无法保持 MIMO 无线信道的平衰落性。当空域解复用操作输出的子数据流速率过高时, V-BLAST 结构中的 MIMO 无线信道将具有频率选择性。很显然, 平衰落 V-BLAST 结构的信道估计方法对于频率选择性 V-BLAST 结构而言将束手无策。

尽管过去几年里曾有人针对频率选择性V-BLAST结构做过一些探索性研究^[5,6], 但是其研究工作没有明确考察 V-BLAST结构中的联合空时符号分组以及相应的频率选择性衰落MIMO无线信道估计问题。

2004-06-04 收到, 2004-08-26 改回

国家自然科学基金(90104027), 国家“973”计划(2003CB314807)和中国博士后科学基金(2003034164)资助课题

为了弥补上述缺憾, 本文首先描述了 V-BLAST 结构中的联合空时符号分组操作, 然后提出了一种新颖的空时旋转不变性编码技术(Space-Time Rotational-Invariance Coding Technique, STRICT), 并继续利用子空间分解技术提出了相应的频率选择性 MIMO 无线信道的盲估计方法。仿真结果表明了本文新颖 STRICT 的有效性和信道盲估计方法的良好性能。

2 具有联合空时符号分组的 V-BLAST 结构的模型

2.1 基带模型

图 1 给出的是具有联合空时符号分组的 V-BLAST 结构的基带模型, 其中发射天线数和接收天线数分别记作 M 和 N 。各发射天线通道上时域符号分组中的符号数记作 G 。

如图 1 所示, V-BLAST 结构中的联合空时符号分组具体由所有发射天线通道上的 M 个时域符号分组所构成。不失一般性, 第 m 个($m=1, \dots, M$)发射天线通道上的时域符号分组可表示为矢量 $\mathbf{s}^{(m)}$:

$$\mathbf{s}^{(m)} = [b(m) \ b(M+m) \ \dots \ b((G-1)M+m)]^T, \quad G \times 1 \quad (1)$$

相应地, 前述联合空时符号分组可表示为矢量 \mathbf{s} :

$$\mathbf{s} = [\mathbf{s}^{(1)T} \ \mathbf{s}^{(2)T} \ \dots \ \mathbf{s}^{(M)T}]^T, \quad MG \times 1 \quad (2)$$

式中 T 表示矩阵的转置。

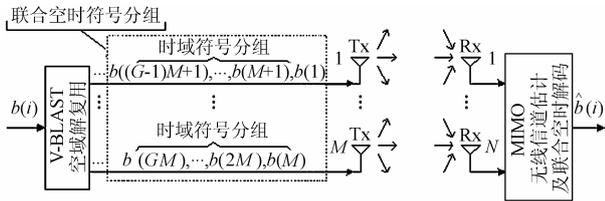


图 1 具有联合空时符号分组的 V-BLAST 结构的基带模型

2.2 数值模型

首先, 处于第 m 个($m=1, \dots, M$)发射天线与第 n 个($n=1, \dots, N$)接收天线之间的频率选择性衰落无线信道可表示为有限冲激响应(Finite Impulse Response, FIR)矢量 $\mathbf{h}^{(mn)}$:

$$\mathbf{h}^{(mn)} = [h^{(mn)}(0) \ h^{(mn)}(1) \ \dots \ h^{(mn)}(L)]^T, \quad (L+1) \times 1 \quad (3)$$

式中 L 表示 M 个发射天线与 N 个接收天线之间的所有 MN 个频率选择性 FIR 无线信道的最大长度。不妨假设 $L < G$ 。

该假设实际上意味着: 在 V-BLAST 结构中, 码间串扰(InterSymbol Interference, ISI)可以存在于空域解复用操作输出的各个子数据流的连续 $(L+1)$ 个符号之间。

如果从时域符号分组角度审视, 则上述假设同时意味着: 在 V-BLAST 结构中, 块间串扰(Inter-Block Interference, IBI)可以存在于每个发射天线通道上的相邻时域符号分组之间。换句话说, 在一个时域符号分组期间, 第 n 个接收天线

从第 m 个发射天线所接收到的数据不可避免地要受到 IBI 的污染。

本文借鉴文献[7]和文献[8]中的做法, 对受到 IBI 污染的接收数据进行了截短处理, 从而消除了 IBI 的不利影响。相应地, 在一个时域符号分组期间, 第 n 个接收天线从第 m 个发射天线所接收到的“无 IBI”接收数据可表示为矢量 $\mathbf{x}^{(mn)}$:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}^{(mn)} &= [x^{(mn)}(1) \ x^{(mn)}(2) \ \dots \ x^{(mn)}(G-L)]^T \\ &= \mathbf{H}^{(mn)} \mathbf{s}^{(m)}, \quad (G-L) \times 1 \end{aligned} \quad (4)$$

式中 $\mathbf{H}^{(mn)}$ 定义为(更多说明请参阅文献[7]和文献[8])

$$\mathbf{H}^{(mn)} = \begin{bmatrix} h(L) & \dots & h(0) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h(L) & \dots & h(0) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & h(L) & \dots & h(0) \end{bmatrix}, \quad (G-L) \times G \quad (5)$$

进一步地, 第 n 个接收天线从所有 M 个发射天线所接收到的“无 IBI”接收数据可表示为矢量 $\mathbf{x}^{(n)}$:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}^{(n)} &= [x^{(n)}(1) \ x^{(n)}(2) \ \dots \ x^{(n)}(G-L)]^T \\ &= \sum_{m=1}^M \mathbf{x}^{(mn)} = \sum_{m=1}^M \mathbf{H}^{(mn)} \mathbf{s}^{(m)} = \mathbf{H}^{(n)} \mathbf{s}, \quad (G-L) \times 1 \end{aligned} \quad (6)$$

式中矩阵 $\mathbf{H}^{(n)}$ 具体定义为

$$\mathbf{H}^{(n)} = [\mathbf{H}^{(1n)} \ \mathbf{H}^{(2n)} \ \dots \ \mathbf{H}^{(Mn)}], \quad (G-L) \times MG \quad (7)$$

将所有 N 个接收天线上的“无 IBI”接收数据矢量堆叠起来, 可得到如下式的扩展型“无 IBI”接收数据矢量 \mathbf{x} :

$$\begin{aligned} \mathbf{x} &= [\mathbf{x}^{(1)T} \ \mathbf{x}^{(2)T} \ \dots \ \mathbf{x}^{(N)T}]^T \\ &= [\mathbf{H}^{(1)T} \ \mathbf{H}^{(2)T} \ \dots \ \mathbf{H}^{(N)T}]^T \mathbf{s} = \mathbf{H} \mathbf{s}, \quad N(G-L) \times 1 \end{aligned} \quad (8)$$

式中信道矩阵 \mathbf{H} 具体定义为

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^{(11)} & \mathbf{H}^{(21)} & \dots & \mathbf{H}^{(M1)} \\ \mathbf{H}^{(12)} & \mathbf{H}^{(22)} & \dots & \mathbf{H}^{(M2)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}^{(1N)} & \mathbf{H}^{(2N)} & \dots & \mathbf{H}^{(MN)} \end{bmatrix}, \quad N(G-L) \times MG \quad (9)$$

3 新颖编码技术及信道盲估计

本节首先为 V-BLAST 结构提出了一种新颖的 STRICT。利用该编码技术所引入的旋转不变性性质和子空间分解技术, 本节进一步为 V-BLAST 结构提出了相应的频率选择性衰落 MIMO 无线信道的盲估计方法。

3.1 空时旋转不变性编码技术(STRICT)

如图 1 所示, 所有 M 个发射天线通道上的所有 M 个时域符号分组在接收端将不可避免地互相混淆。为了解决 V-BLAST 结构中的上述符号分组混淆问题, 本文建议为联合空时符号分组中的所有 MG 个符号均贴上唯一性标签, 以便

能在接收端进行区分。

受Alamouti空时分组编码(Space-Time Block Coding, STBC)思想^[9]的启发, 本文将V-BLAST结构中的同一联合空时符号分组发射两次, 第一次发射不贴标签的联合空时符号分组, 第二次发射贴上标签的同一联合空时符号分组。为描述简便起见, 两次发射中的联合空时符号分组可分别冠以“无标”和“贴标”前缀。在某种意义上, 本文建议的“贴标”过程可以被看作一种空时编码技术。

如果把指派给第 m 个发射天线通道上时域符号分组中第 i 个符号的标签记作 $a^{(m)}(i)$, 那么指派给第 m 个发射天线通道上时域符号分组中所有 G 个符号的标签可表示为矢量 $\mathbf{a}^{(m)}$:

$$\mathbf{a}^{(m)}=[a^{(m)}(1) \ a^{(m)}(2) \ \cdots \ a^{(m)}(G)]^T, \quad G \times 1 \quad (10)$$

相应地, 指派给联合空时符号分组中所有 MG 个符号的标签可表示为矢量 \mathbf{a} :

$$\mathbf{a}=\begin{bmatrix} \mathbf{a}^{(1)T} & \mathbf{a}^{(2)T} & \cdots & \mathbf{a}^{(M)T} \end{bmatrix}^T, \quad MG \times 1 \quad (11)$$

参照式(2)中对“无标”联合空时符号分组的描述, “贴标”联合空时符号分组可表示为矢量 \mathbf{s}_{TAG} :

$$\mathbf{s}_{\text{TAG}}=\text{diag}(\mathbf{a}) \mathbf{s}=\mathbf{A}\mathbf{s}, \quad MG \times 1 \quad (12)$$

式中矩阵 \mathbf{A} 为 MG 阶对角阵。

参照式(8), 相对于“贴标”联合空时符号分组的扩展型“无IBI”接收数据矢量可表示为

$$\mathbf{x}_{\text{TAG}}=\mathbf{H}\mathbf{A}\mathbf{s}, \quad N(G-L) \times 1 \quad (13)$$

仔细对照式(8)和式(13), 不难发现两者之间存在着旋转不变性关系。换句话说, 本文建议的“贴标”过程能够巧妙地给V-BLAST结构赋予旋转不变性性质。因此, 本文建议的空时编码技术可以进一步被看作“空时旋转不变性编码技术”, 亦即STRICT。

注意, 如果仅仅从“旋转不变性”字面来理解, 似乎本文建议的STRICT与文献[10]中的方法之间存在着一定相似性。然而, 本文建议的STRICT与文献[10]中的方法在系统模型、研究目标及适用范围等方面均存在着明显差异。具体地, 文献[10]中的方法针对平衰落无线信道, 它通过对V-BLAST结构中每个发射天线通道中的空域子数据流进行范德蒙(Vandermonde)编码(编码阶次为 N)引入旋转不变性, 经范德蒙编码后每个发射天线通道中的传输速率是其原始速率的 N 倍, 频谱效率的下降程度比较明显; 反观本文建议的STRICT, 它针对频率选择性无线衰落信道, 通过为联合空时符号分组贴标签的方式赋予系统旋转不变性, 经编码后系统的传输速率是其原始速率的2倍, 频谱效率的下降程度较轻。

考虑到热噪声的影响, 式(8)和式(13)可分别重写为

$$\mathbf{y}=\mathbf{H}\mathbf{s}+\mathbf{n}_F, \quad N(G-L) \times 1 \quad (14)$$

$$\mathbf{z}=\mathbf{H}\mathbf{A}\mathbf{s}+\mathbf{n}_B, \quad N(G-L) \times 1 \quad (15)$$

式中, 矢量 \mathbf{n}_F 和矢量 \mathbf{n}_B 的各元素均为服从独立同分布(i.i.d.)的复高斯噪声, 且均值为零、方差为 σ_n^2 。

3.2 频率选择性MIMO无线信道的盲估计方法

如3.1小节所述, 本文针对V-BLAST结构所建议的STRICT具有旋转不变性性质。因此, 传统的借助旋转不变技术估计信号参数(Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques, ESPRIT)方法族中的大量方法均可被用来解决V-BLAST结构中频率选择性衰落MIMO无线信道的盲估计问题。

不失一般性, 在传统ESPRIT方法族的诸多典型方法中, 本文选择文献[11]中的方法。该方法最初用于实现二维波达方向(Direction-Of-Arrival, DOA)估计, 后来文献[12]和文献[13]将该方法推广应用用于多载波码分多址(MultiCarrier Code-Division Multiple Access, MC-CDMA)系统的空频信道盲估计。该方法的优势在于: 它能够巧妙回避文献[14]中所述方法必然涉及的多个矩阵联合对角化问题。

根据3.1小节中的式(14)和式(15), 扩展型“无IBI”接收数据矢量 \mathbf{y} 的自相关矩阵、扩展型“无IBI”接收数据矢量 \mathbf{z} 和 \mathbf{y} 之间的互相关矩阵可分别定义为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{yy} &=E[\mathbf{y}\mathbf{y}^H]=E[(\mathbf{H}\mathbf{s}+\mathbf{n}_F)(\mathbf{H}\mathbf{s}+\mathbf{n}_F)^H] \\ &=E[\mathbf{H}\mathbf{s}\mathbf{s}^H\mathbf{H}^H+\sigma_n^2\mathbf{I}_{N(G-L)}]=\mathbf{H}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{H}^H+\sigma_n^2\mathbf{I}_{N(G-L)} \\ &=\mathbf{R}_{yyo}+\sigma_n^2\mathbf{I}_{N(G-L)}, \quad N(G-L) \times N(G-L) \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{zy} &=E[\mathbf{z}\mathbf{y}^H]=E[(\mathbf{H}\mathbf{A}\mathbf{s}+\mathbf{n}_B)(\mathbf{H}\mathbf{s}+\mathbf{n}_F)^H] \\ &=\mathbf{H}\mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{H}^H, \quad N(G-L) \times N(G-L) \end{aligned} \quad (17)$$

式中 \mathbf{R}_{yy} 和 \mathbf{R}_{zy} 均为 $N(G-L)$ 阶方阵, \mathbf{R}_{ss} 则为 MG 阶方阵。不难理解, \mathbf{R}_{ss} 实际上表示的是式(2)中所描述的“无标”联合空时符号分组矢量 \mathbf{s} 的自相关矩阵。

当联合空时符号分组中的所有 MG 个符号互不相关时, 矩阵 \mathbf{R}_{ss} 是非奇异阵, 并且式(16)中矩阵 \mathbf{R}_{yyo} 的秩为 MG 。对矩阵 \mathbf{R}_{yyo} 进行特征分解, 可得到其相应的谱分解形式:

$$\mathbf{R}_{yyo}=\sum_{j=1}^{N(G-L)}\mu_j\mathbf{v}_j\mathbf{v}_j^H, \quad N(G-L) \times N(G-L) \quad (18)$$

式中 μ_j 和 \mathbf{v}_j 分别表示矩阵 \mathbf{R}_{yyo} 的特征值和特征矢量。

当信道矩阵 \mathbf{H} 列满秩, 矩阵 \mathbf{R}_{ss} 非奇异, 并且接收天线数 N 、发射天线数 M 、时域分组长度 G 与FIR无线信道长度 L 之间满足 $N(G-L)>MG$ 时, 下面两条性质成立:

- (1) $\{\mu_1 \geq \cdots \geq \mu_{MG} > \mu_{MG+1} = \mu_{MG+2} = \cdots = \mu_{N(G-L)} = 0\}$, 相应地 $\mathbf{R}_{yyo} = \sum_{j=1}^{MG} \mu_j \mathbf{v}_j \mathbf{v}_j^H$;
- (2) $\text{Span}\{\mathbf{v}_{MG+1}, \mathbf{v}_{MG+2}, \cdots, \mathbf{v}_{N(G-L)}\} \perp \text{Range}\{\mathbf{H}\}$, 其中

$\text{Span}\{\mathbf{v}_{MG+1}, \mathbf{v}_{MG+2}, \dots, \mathbf{v}_{N(G-L)}\}$ 表示由 \mathbf{v}_{MG+1} 至 $\mathbf{v}_{N(G-L)}$ 等特征矢量所张成的子空间, $\text{Range}(\mathbf{H})$ 表示信道矩阵 \mathbf{H} 的列空间, \perp 表示垂直正交关系。

从上述两条性质出发, 可得到如下两个方程:

$$\mathbf{H}^H \left[\sum_{j=MG+1}^{N(G-L)} \mathbf{v}_j \mathbf{v}_j^H \right] \mathbf{H} = 0 \quad (19)$$

$$\mathbf{H}^H \left[\sum_{j=1}^{MG} \mathbf{v}_j \mathbf{v}_j^H \right] \mathbf{H} = \mathbf{H}^H \left[\sum_{j=1}^{MG} \mathbf{v}_j \mathbf{v}_j^H + \sum_{j=MG+1}^{N(G-L)} \mathbf{v}_j \mathbf{v}_j^H \right] \mathbf{H} = \mathbf{H}^H \mathbf{H} \quad (20)$$

类似于文献[11-13]中辅助矩阵的构造过程, 可利用矩阵 \mathbf{R}_{zy} 和 \mathbf{R}_{yyo} 定义如下 $N(G-L)$ 阶辅助矩阵 \mathbf{R} :

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_{zy} \mathbf{R}_{yyo}^+, \quad N(G-L) \times N(G-L) \quad (21)$$

式中, 矩阵 \mathbf{R}_{yyo}^+ 表示矩阵 \mathbf{R}_{yyo} 的 Penrose-Moore 伪逆, 具体定义如下:

$$\mathbf{R}_{yyo}^+ = \sum_{j=1}^{MG} \frac{1}{\mu_j} \mathbf{v}_j \mathbf{v}_j^H, \quad N(G-L) \times N(G-L) \quad (22)$$

定理 假设信道矩阵 \mathbf{H} 列满秩, 矩阵 \mathbf{R}_{ss} 非奇异, 并且对角阵 \mathbf{A} 的主对角线上无相同元素, 则辅助矩阵 \mathbf{R} 的特征值和相应的特征矢量分别是前述的标签和信道矩阵 \mathbf{H} 的各个列矢量, 即 $\mathbf{R}\mathbf{H} = \mathbf{H}\mathbf{A}$ 。

该定理的详细证明过程可参考文献[13], 本文不再赘述。根据上述定理, 通过对辅助矩阵 \mathbf{R} 进行特征分解, 可以很容易地实现 V-BLAST 结构中频率选择性衰落 MIMO 无线信道的盲估计。

必须强调的是, 文献[11]中辅助矩阵 \mathbf{R} 的特征值及其相应的特征矢量分别对应着各个独立源信号入射到双平行线阵的仰角相移项、方位角导向矢量, 而式(21)中辅助矩阵 \mathbf{R} 的特征值及其相应的特征矢量则分别对应着联合空时符号分组中各个符号的标签、由 $M \times N$ 个频率选择性衰落无线信道的 FIR 矢量 $\mathbf{h}^{(mm)} (m=1, \dots, M; n=1, \dots, N)$ 所构成的信道矩阵 \mathbf{H} 的各个列矢量。简言之, 在物理意义方面本文的辅助矩阵 \mathbf{R} 与文献[11]完全不同, 相似之处仅在于本文借鉴了文献[11]中辅助矩阵 \mathbf{R} 构造过程的数学描述。

基于对 V-BLAST 结构中频率选择性衰落 MIMO 无线信道的盲估计 $\hat{\mathbf{H}}$, 可进一步得到其联合空时符号分组的如下两种解码方法:

$$\hat{\mathbf{s}}_{\text{MRC}} = \frac{1}{2} (\hat{\mathbf{H}}^H \mathbf{y} + (\hat{\mathbf{H}}\mathbf{A})^H \mathbf{z}), \quad MG \times 1 \quad (23)$$

$$\hat{\mathbf{s}}_{\text{ZF}} = \frac{1}{2} (\hat{\mathbf{H}}^+ \mathbf{y} + (\hat{\mathbf{H}}\mathbf{A})^+ \mathbf{z}), \quad MG \times 1 \quad (24)$$

注意, 式(23)所描述的联合空时符号分组解码器是根据最大比合并(Maximum Ratio Combining, MRC)准则构造的,

而式(24)所描述的联合空时符号分组解码器则是根据迫零(Zero-Forcing, ZF)准则构造的。

需要补充说明的是, V-BLAST 结构中的标签指派应遵循以下两条准则。第一, 联合空时符号分组中所有 MG 个符号的标签均应具有单位模值。第二, 任何发射天线通道上时域符号分组中两个相邻符号的标签相位间隔应尽量最大化。根据上述准则, 第 m 个发射天线通道上时域符号分组中第 i 个符号的标签可按下式进行指派:

$$a^{(m)}(i) = \exp\left(j \frac{2\pi}{MG} (m-1 + (i-1)M)\right) \quad (25)$$

本文算法可小结如下:

(1) 分别估计接收数据矢量 \mathbf{y} 的自相关矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_{yy}$ 、接收数据矢量 \mathbf{z} 和 \mathbf{y} 之间的互相关矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_{zy}$ 。由于集合平均意义上的自相关和互相关矩阵较难得到, 因此通常情况下总是利用时间平均对其进行近似估计。可分别利用式 $\hat{\mathbf{R}}_{yy} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{y}_k \mathbf{y}_k^H$ 和 $\hat{\mathbf{R}}_{zy} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{z}_k \mathbf{y}_k^H$ 对矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_{yy}$ 和 $\hat{\mathbf{R}}_{zy}$ 进行估计, 其前提为 MIMO 无线信道在连续 $2K$ 个联合空时符号分组期间(包括 K 个“无标”联合空时符号分组和 K 个“贴标”联合空时符号分组)保持线性时不变;

(2) 对矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_{yy}$ 进行特征分解以得到其谱分解形式, 即

$$\hat{\mathbf{R}}_{yy} = \sum_{j=1}^{N(G-L)} \mu_j \mathbf{v}_j \mathbf{v}_j^H;$$

(3) 利用式 $\hat{\sigma}_n^2 = \frac{1}{N(G-L) - MG} \sum_{j=MG+1}^{N(G-L)} \mu_j$ 估计噪声方差;

(4) 利用式 $\hat{\mathbf{R}}_{yyo}^+ = \sum_{j=1}^{MG} \frac{1}{\mu_j - \hat{\sigma}_n^2} \mathbf{v}_j \mathbf{v}_j^H$ 计算矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_{yyo}^+$;

(5) 按照式(21)构造辅助矩阵 $\hat{\mathbf{R}}$, 然后对其进行特征分解, 并根据前述定理估计 MIMO 无线信道;

(6) 利用式(23)或式(24)进行联合空时符号分组解码。

4 仿真结果

本节通过大量计算机仿真, 对本文提出的新颖 STRICT 的有效性和信道盲估计方法的性能进行评价。所有仿真场景均采用差分四相相移键控(Differential Quadrature Phase Shift Keying, DQPSK)调制方式, 并且均进行了 200 次蒙特卡罗(Monte-Carlo)实验。为了衡量本文信道盲估计方法的性能, 可采用如下式所定义的归一化均方误差(Mean-Squared Error, MSE):

$$\text{MSE} = \frac{1}{N_t} \sum_{i=1}^{N_t} \|\hat{\mathbf{H}}(i) - \mathbf{H}\|_F^2 / \|\mathbf{H}\|_F^2 \quad (6)$$

式中 N_t 表示蒙特卡罗仿真实验次数, 矩阵 $\hat{\mathbf{H}}(i)$ 表示在第 i 次蒙特卡罗仿真实验中对信道矩阵 \mathbf{H} 的估计, 算子 $\|\cdot\|_F$ 表示Frobenius范数。注意: 本文的信道盲估计方法是基于二阶统计量而提出的, 因此在估计值和实际值之间不可避免地存在着模糊复系数。本节在具体计算MSE时, 已对上述模糊复系数进行了补偿。

仿真实验 1 参数设置如下: 发射天线数 M 为4, 接收天线数 N 为9, 时域符号分组长度 G 为4, FIR无线信道长度 L 为2。图2描述的是本文信道盲估计方法的MSE在不同联合空时符号分组数 K 情形下随每个天线接收信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)的变化曲线, 图2中的4条曲线分别对应着不同的联合空时符号分组数 K , 即20、40、60和80。

如图2所示, 本文信道盲估计方法的MSE随SNR的增大而线性下降。图2所揭示的MSE与SNR之间的“线性”依存关系是不言而喻的。类似地, 在下文的仿真实验2至仿真实验5中, MSE与SNR之间的依存关系均为“线性”关系, 下文不再赘述。

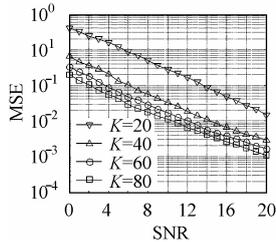


图2 MSE随SNR的变化(K 不同)

下面将就图2所示4条MSE曲线之间的差异进行详细说明。仔细观察图2所示的4条MSE曲线, 不难发现: 首先, 随着联合空时符号分组数 K 的增大, MSE曲线将整体向下平移。其次, 随着联合空时符号分组数 K 的不断增大, MSE曲线的下移幅度越来越不明显。

原因在于: 在SNR固定的前提下, 随着联合空时符号分组数 K 的增大, 本文信道盲估计方法中自相关矩阵和互相关矩阵的估计准确度会不断提高, 相应地MSE也会得以不断下降。不过, 当联合空时符号分组数 K 越来越大时, 本文信道盲估计方法中自相关矩阵和互相关矩阵的估计准确度很难再有质的提高, 相应地MSE的下降也就不再那么明显了。

仿真实验 2 参数设置如下: 联合空时符号分组数 K 为40, 接收天线数 N 为11, 时域符号分组长度 G 为4, FIR无线信道长度 L 为2。图3描述的是本文信道盲估计方法的MSE在不同发射天线数 M 情形下随每个天线接收SNR的变

化曲线, 图3中的4条曲线分别对应着不同的发射天线数 M , 即2、3、4和5。

如图3所示, 本文信道盲估计方法的MSE随发射天线数 M 的增大而加速增大, 即MSE曲线加速向上平移。实际上, 在本文的信道盲估计方法中, 发射天线数 M 的增大会使信号子空间变大同时又使噪声子空间变小。噪声子空间与信号子空间之间的这种“此消彼长”变化, 不可避免地降低了子空间分解技术的噪声滤除能力, 从而使MSE增大。随着发射天线数 M 的不断增大, 上述“此消彼长”变化将更趋剧烈, 因此本文信道盲估计方法的MSE将加速增大。

仿真实验 3 参数设置如下: 联合空时符号分组数 K 为40, 发射天线数 M 为3, 时域符号分组长度 G 为6, FIR无线信道长度 L 为3。图4描述的是本文信道盲估计方法的MSE在不同接收天线数 N 情形下随每个天线接收SNR的变化曲线, 图4中的4条曲线分别对应着不同的接收天线数 N , 即7、10、13和16。

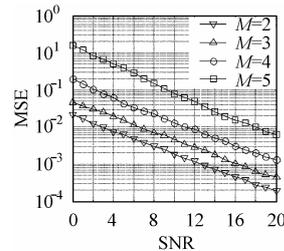


图3 MSE随SNR的变化
(M 不同)

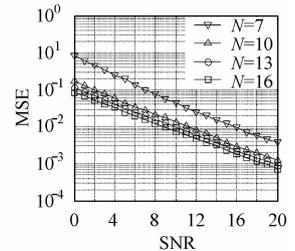


图4 MSE随SNR的变化
(N 不同)

仔细观察图4所示的4条MSE曲线, 不难发现: 首先, 随着接收天线数 N 的增大, MSE曲线将整体向下平移。其次, 随着接收天线数 N 的不断增大, MSE曲线的下移幅度越来越不明显。

原因在于: 在本文的信道盲估计方法中, 接收天线数 N 的增大将使噪声子空间不断变大, 从而噪声子空间与信号子空间之间的正交性约束将不断得到加强, 亦即子空间分解技术的噪声滤除能力将不断得到提高, 相应地本文信道盲估计方法的MSE将不断下降。

不过, 当接收天线数 N 越来越大时, 本文信道盲估计方法中噪声子空间与信号子空间之间的正交性约束很难再有质的提高, 相应地MSE的下降也就不再那么明显了。

仿真实验 4 参数设置如下: 联合空时符号分组数 K 为40, 发射天线数 M 为2, 接收天线数 N 为13, FIR无线信道长度 L 为3。图5描述的是本文信道盲估计方法的MSE在不同时域符号分组长度 G 情形下随每个天线接收SNR的变化曲线, 图5中的5条曲线分别对应着不同的时域符号分组长度 G , 即4、5、6、7和8。

如图5所示, 本文信道盲估计方法的MSE对时域符号

分组长度 G 的变化不敏感, 亦即本文信道盲估计方法对于时域符号分组长度 G 的变化具有较强的鲁棒性。这种结果是由下面两种对立效应彼此相消所形成的。

一方面, 如 2.2 小节中式(4)所描述的“无 IBI”接收数据那样, 本文对受到 IBI 污染的接收数据进行了截短处理。在 FIR 无线信道长度 L 固定的前提下, 当时域符号分组长度 G 增大时, 上述截短处理所固有的空间自由度损失将相对减轻。相应地, 在本文的信道盲估计方法中, 噪声子空间与信号子空间之间的正交性约束将相对得到加强, 亦即子空间分解技术的噪声滤除能力将相对得到提高, 从而本文信道盲估计方法的 MSE 将相对下降。

另一方面, 在本文的信道盲估计方法中, 在联合空时符号分组数 K 固定的前提下, 时域符号分组长度 G 的增大会使信号子空间变大, 相应地本文信道盲估计方法中自相关矩阵和互相关矩阵的估计准确度将逐渐降低, 从而使本文信道盲估计方法的 MSE 逐渐增大。

仿真实验 5 参数设置如下: 联合空时符号分组数 K 为 40, 发射天线数 M 为 2, 接收天线数 N 为 13, 时域符号分组长度 G 为 8。图 6 描述的是本文信道盲估计方法的 MSE 在不同 FIR 无线信道长度 L 情形下随每个天线接收 SNR 的变化曲线, 图 6 中的 5 条曲线分别对应着不同的 FIR 无线信道长度 L , 即 2、3、4、5 和 6。

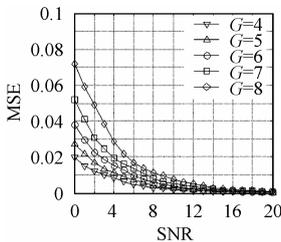


图 5 MSE 随 SNR 的变化
(G 不同)

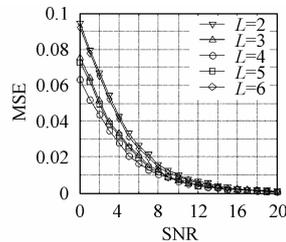


图 6 MSE 随 SNR 的变化
(L 不同)

如图 6 所示, 本文信道盲估计方法的 MSE 对 FIR 无线信道长度 L 的变化不敏感, 亦即本文信道盲估计方法对于 FIR 无线信道长度 L 的变化具有较强的鲁棒性。很显然, 这种结果与仿真实验 4 中的结果非常相似。这种结果是由下面两种对立效应彼此相消所形成的。

一方面, 在时域符号分组长度 G 固定的前提下, 当 FIR 无线信道长度 L 不断减小时, 本文对受到 IBI 污染的接收数据进行截短处理所产生的空间自由度损失将相对减轻。相应地, 在本文的信道盲估计方法中, 噪声子空间与信号子空间之间的正交性约束将相对得到加强, 亦即子空间分解技术的噪声滤除能力将相对得到提高, 从而本文信道盲估计方法的 MSE 将相对下降。

另一方面, 在本文的信道盲估计方法中, 在联合空时符

号分组数 K 固定的前提下, FIR 无线信道长度 L 的减小会使噪声子空间变大, 相应地本文信道盲估计方法中自相关矩阵和互相关矩阵的估计准确度将逐渐降低, 从而使本文信道盲估计方法的 MSE 逐渐增大。

不过, 仿真实验 5 中的鲁棒性仍然明显有别于仿真实验 4 中的鲁棒性。在仿真实验 5 中, 当 FIR 无线信道长度 L 小于 $G/2$ 并不断减小时, 本文信道盲估计方法的 MSE 逐渐增大; 当 FIR 无线信道长度 L 大于 $G/2$ 并不断增大时, 本文信道盲估计方法的 MSE 同样也逐渐增大。然而, 在仿真实验 4 中, 本文信道盲估计方法的 MSE 始终随着时域符号分组长度 G 的增大而逐渐增大。

5 结论

如 3.2 小节所述, “接收天线数 N 、发射天线数 M 、时域符号块长度 G 和 FIR 无线信道长度 L 等满足不等式 $N(G-L) > MG$ ” 是本文信道盲估计方法的若干个前提条件之一。实际上, 上述不等式可以重写为

$$\frac{M}{N} + \frac{L}{G} < 1 \quad (7)$$

根据式(7), 当接收天线数 N 与发射天线数 M 之间的差距非常小(即 M/N 趋近于 1)时, 为了使该不等式仍然成立, 要求时域符号块长度 G 与 FIR 无线信道长度 L 之间的差距必须非常大, 即 L/G 应该趋近于 0。反之亦然, 即当 L/G 趋近于 1 时, 要求 M/N 必须趋近于 0。

在一定程度上, 式(7)实际上意味着: 应尽量使发射天线数 M 的取值大约是接收天线数 N 取值的一半, 同时应尽量使 FIR 无线信道长度 L 的取值大约是时域符号块长度 G 取值的一半。当然, 各参数取值的前提是不能违背式(7)所描述的不等式约束关系。

6 结束语

针对频率选择性 V-BLAST 结构, 本文提出了一种新颖的 STRICT。利用上述编码技术所引入的旋转不变性性质和子空间分解技术, 本文进一步为 V-BLAST 结构提出了频率选择性衰落 MIMO 无线信道的盲估计方法。利用估计到的 MIMO 无线信道, 本文还分别根据 MRC 准则、ZF 准则构造了两种联合空时符号分组解调器。与基于训练序列的信道估计方法相比较, 本文的信道盲估计方法不需要训练序列, 因此能够节约带宽、提高频谱效率。

在下一步的研究工作中, 本文作者将基于矩阵扰动(或摄动)理论对本文信道盲估计方法的性能进行理论分析。较之仿真分析, 这种深入的理论分析将能更系统、更详细地揭示联合空时符号分组数 K 、发射天线数 M 、接收天线数 N 、时域

符号分组长度 G 、FIR 无线信道长度 L 等不同系统参数对本文信道盲估计方法性能的影响, 并能为系统参数的设置与选取、系统性能折衷提供必要的理论依据。

参 考 文 献

- [1] Wolniansky P W, Foschini G J, Golden G D, *et al.* V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel. IEEE ISSSE'98, Pisa, Italy, September 1998, 1: 295 – 300.
- [2] Driessen P F, Foschini G J. On the capacity formula for multiple input–multiple output wireless channels: A geometric interpretation. *IEEE Trans. on Commun.*, 1999, 47(2): 173 – 176.
- [3] Foschini G J, Gans M J. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Personal Commun.*, 1998, 6(3): 311 – 335.
- [4] Foschini G J, Golden G D, Valenzuela R A, *et al.* Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multi-element arrays. *IEEE J. on Select. Areas Commun.*, 1999, 17(11): 1841 – 1852.
- [5] So D K C, Cheng R S. Detection techniques for V-BLAST in frequency selective fading channels. IEEE WCNC'02, Orlando, USA, March 2002, 1: 487 – 491.
- [6] So D K C, Cheng R S. Layered maximum likelihood detection for V-BLAST in frequency selective fading channels. IEEE VTC'02 Spring, Birmingham, USA, May 2002, 1: 135 – 139.
- [7] Wu Xiaojun, Yin Qinye, Zhang Jianguo, *et al.* Time-domain multiuser detection for MC-CDMA systems without cyclic prefix. IEEE ICC'02, New York, USA, May 2002, 2: 921 – 925.
- [8] 吴晓军, 殷勤业, 邓科. 带有块间串扰的多载波码分多址系统的时域信道估计和多用户检测. *通信学报*, 2003, 24(2): 10-17.
- [9] Alamouti S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE J. on Select. Areas Commun.*, 1998, (16)8: 1451 – 1458.
- [10] 赵铮, 殷勤业, 张建国. 基于旋转不变性子空间的垂直分层空时码. *西安交通大学学报*, 2003, 37(4): 384 – 387, 395.
- [11] 殷勤业, 邹理和, Newcomb R W. 一种高分辨率二维信号参数估计方法——波达方向矩阵法. *通信学报*, 1991, 12(4): 1 – 7.
- [12] Wu Xiaojun, Feng Aigang, Yin Qinye. Blind space-frequency channel estimator for MC-CDMA systems with antenna arrays in frequency-selective fading environment. IEEE VTC'02 Fall, Atlantic City, USA, October 2001, 4: 2173 – 2177.
- [13] Wu Xiaojun, Yin Qinye, Zhao Zheng, *et al.* Spatial-frequency channel and DOA joint blind estimator for MC-CDMA systems. *Journal of Electronics (China)*, 2002, 19(3): 225 – 232.
- [14] van der Veen A J, Vanderveen M C, Paulraj A. Joint angle and delay estimation using shift-invariance techniques. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1998, 42(2): 405 – 418.
- 吴晓军: 男, 1969 年生, 博士, 清华大学博士后/西安交大副教授, IEEE 会员, 研究方向为新一代移动通信系统、新一代移动无线互联网和泛网络等, 已发表学术论文 40 余篇.
- 李 星: 男, 1956 年生, 博士, 教授, 博士生导师, 清华大学网络中心副主任, CERNET 专家委员会委员, 亚太网络工作组主席, 亚太网络信息中心执行委员会委员, 研究方向为统计信号处理、多媒体通信和计算机网络等, 已发表学术论文 120 余篇.
- 王继龙: 男, 1973 年生, 博士, 副教授, 清华大学网络中心研究室主任, 研究方向为新一代高速互连网络, 已发表学术论文 30 余篇.