

频率选择性 OFDM V-BLAST 系统的直接解码算法

吴晓军, 李 星, 王继龙
(清华大学信息科学技术学院, 北京 100084)

摘 要: 作为正交频分复用(OFDM)技术与垂直型贝尔实验室分层空时(V-BLAST)结构的结合, OFDM V-BLAST系统能更好地满足新一代宽带移动无线多媒体通信的需求. 本文研究 OFDM V-BLAST 系统在下行频率选择性衰落环境中的解码问题. 在阐述了 OFDM V-BLAST 系统中的联合空频解复用操作之后, 本文为 OFDM V-BLAST 系统提出了一种新颖的半速率旋转不变性联合空频编码方法. 通过利用上述旋转不变性, 本文为下行频率选择性 OFDM V-BLAST 系统建立了一种无需了解信道状态信息(CSI)的直接解码算法. 大量仿真结果表明了半速率旋转不变性联合空频编码方法的有效性和直接解码算法的性能.

关键词: 正交频分复用; 垂直型贝尔实验室分层空时结构; 解码算法; 频率选择性衰落; 旋转不变性
中图分类号: TN92; TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2005)04-0608-05

Direct Decoding Algorithm for Frequency-Selective OFDM V-BLAST System

WU Xiaojun, LI Xing, WANG Jilong
(School of Information Science & Technology, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: As the combining form of the orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) technique and the vertical Bell Labs layered space time (V-BLAST) architecture, the OFDM V-BLAST system can better meet the demand of next generation (NextG) broadband mobile wireless multimedia communications. This paper investigates the decoding problem of the downlink OFDM V-BLAST system under the frequency selective fading environment. The joint space frequency demultiplexing operation in the OFDM V-BLAST system is firstly addressed. Successively, one novel half rate rotational invariance joint space frequency coding scheme is proposed for the OFDM V-BLAST system. By elegantly exploiting the above rotational invariance property, one direct decoding algorithm without knowing channels state information (CSI) is derived for the downlink frequency-selective OFDM V-BLAST system. Extensive simulation results demonstrate the validity of the novel half rate rotational invariance joint space frequency coding scheme and the performance of the direct decoding algorithm.

Key words: OFDM; V-BLAST; decoding algorithm, frequency selective fading, rotational invariance

1 引言

垂直型贝尔实验室分层空时(V-BLAST)结构^[1]能够更高效地利用无线电频谱资源, 所提供的信道容量能非常接近理论上限值^[2~4]. 通常情况下, V-BLAST 结构中的多输入多输出(MIMO)无线信道总被假设为平衰落. 相应地, 过去几年里研究人员也就仅仅关注平衰落 V-BLAST 结构的解码问题^[5].

然而, 在高速无线多媒体通信场合, 由于 V-BLAST 结构中的发射天线数不可能不切实际地一直增加, 因此单纯依赖 V-BLAST 结构中的空域解复用操作(也即矢量编码)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 无线信道将不可避免地具有频率选择性. 很显然, 针对平衰落 V-BLAST 结构的解码方法对于频率选择性 V-BLAST 结构而言将束手

无策. 幸运的是, 将正交频分复用(OFDM)技术^[6,7]引入 V-BLAST 结构可以克服空域解复用操作的上述局限性.

尽管在过去几年里曾有人针对 OFDM V-BLAST 系统做过一些探索性研究, 但是其研究工作没有明确考察 OFDM V-BLAST 系统中的联合空频解复用操作以及频率选择性衰落条件下的解码问题. 为了弥补上述缺憾, 本文将考察 OFDM V-BLAST 系统中的联合空频解复用操作, 并进一步为 OFDM V-BLAST 系统提出一种新颖的半速率旋转不变性联合空频编码方法. 通过利用上述旋转不变性, 本文基于子空间分解技术, 为下行频率选择性 OFDM V-BLAST 系统建立一种无需了解信道状态信息(CSI)的直接解码算法. 大量仿真结果将表明本文半速率旋转不变性联合空频编码方法的有效性和直接解码算法的性能.

2 OFDM V-BLAST 系统的基带模型与数值模型

2.1 基带模型

图 1 给出的是具有联合空频解复用操作的 OFDM V-BLAST 系统的基带模型, 其中发射天线数和接收天线数分别记作 M 和 N . 所有 M 个发射天线通道共享同一组子载波集合, 子载波集合中的子载波数记作 G . 为描述清楚起见, 不妨将 OFDM V-BLAST 系统中联合空频解复用操作的输出命名为“空频符号块”.

不失一般性, 第 m 个 ($m = 1, \dots, M$) 发射天线通道上 OFDM 频域解复用操作的输出可表示为矢量 $s^{(m)}$:

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

相应地, 前述空频符号块可表示为矢量 s :

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

如图 1 所示, 当 OFDM V-BLAST 系统处于频率选择性衰落环境中时, 为了对付块间串扰 (IBI) 问题, 需要利用循环前缀 (CP). 综合使用发射端的“加入 CP” (ACP) 和接收端的“消除 CP” (RCP) 两种操作, IBI 问题可以得到很好的解决. 注意: 仅当选择 CP 长度大于频率选择性衰落无线信道的记忆持续期时, IBI 才能被彻底消除^[7].

2.2 数值模型

本小节描述下行频率选择性 OFDM V-BLAST 系统的数值模型. 首先, 处于第 n 个 ($n = 1, \dots, N$) 接收天线与第 m 个 ($m = 1, \dots, M$) 发射天线之间的下行频率选择性衰落无线信道可表示为有限冲激响应 (FIR) 矢量 $h^{(mn)}$:

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

式中, L 表示处于 N 个接收天线与 M 个发射天线之间的所有 MN 个下行频率选择性 FIR 无线信道的最大长度. 不失一般性, 不妨假设 $L < G$. 该假设实际上意味着: 在 OFDM V-BLAST 系统中, 码间串扰 (ISI) 可以存在于空域解复用操作输出子数据流的连续 L 个符号之间.

注意: 时域 FIR 无线信道总可以等效表示为频域一组子载波信道上的乘性衰减系数, 即每个子载波信道都具有单抽头衰落结构. 具体到第 n 个接收天线与第 m 个发射天线之间的 FIR 无线信道, 其频域等效表示即为由所有 G 个子载波信道上的频域衰减系数所构成的矢量 $g^{(mn)}$:

$$g^{(mn)} = [g^{(mn)}(1) \quad g^{(mn)}(2) \quad \dots \quad g^{(mn)}(G)], \quad 1 \times G \quad (4)$$

通过对式 (3) 中所描述的矢量 $h^{(mn)}$ 进行离散傅立叶变换 (DFT) 可得到矢量 $g^{(mn)}$:

$$g^{(mn)} = h^{(mn)} F_{FRO} \quad (5)$$

$$F_{FRO} = P F_{DFT}, \quad (L+1) \times G \quad (6)$$

$$P = [I_{(L+1)} \quad \mathbf{O}_{(L+1) \times (G-L-1)}], \quad (L+1) \times G \quad (7)$$

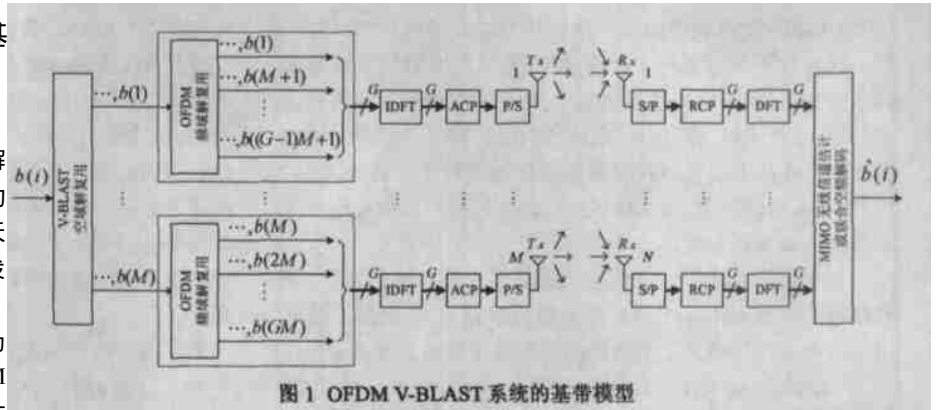


图 1 OFDM V-BLAST 系统的基带模型

式中, 矩阵 F_{FRO} 为频率响应算子 (FRO), F_{DFT} 表示 G 阶 DFT 矩阵, P 表示行选择矩阵, $I_{(L+1)}$ 为 $(L+1)$ 阶单位阵, $\mathbf{O}_{(L+1) \times (G-L-1)}$ 为全零矩阵. 不难看出, 矩阵 F_{FRO} 由矩阵 F_{DFT} 的前 $(L+1)$ 个行矢量所构成.

利用式 (4)、式 (5) 中所描述的频域子载波信道衰减系数矢量 $g^{(mn)}$, 第 n 个接收天线从第 m 个发射天线所接收到的无 IBI 下行接收数据可表示为矢量 $x^{(mn)}$:

$$x^{(mn)} = [x^{(mn)}(1) \quad x^{(mn)}(2) \quad \dots \quad x^{(mn)}(G)] = s^{(m)} \text{diag}(g^{(mn)}) = s^{(m)} H^{(mn)}, \quad 1 \times G \quad (8)$$

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 下行接收数据可表示为矢量 $x^{(n)}$:

$$x^{(n)} = [x^{(n)}(1) \quad x^{(n)}(2) \quad \dots \quad x^{(n)}(G)] = \sum_{m=1}^M x^{(mn)} = \sum_{m=1}^M s^{(m)} H^{(mn)} = s H^{(n)}, \quad 1 \times G \quad (9)$$

$$H^{(n)} = [H^{(1n)T} \quad H^{(2n)T} \quad \dots \quad H^{(Mn)T}]^T, \quad MG \times G \quad (10)$$

式中, 上标 T 表示矢量/矩阵的转置操作.

将所有 N 个接收天线上的无 IBI 下行接收数据矢量首尾级联, 可得到所谓的扩展型无 IBI 下行接收数据矢量 x :

$$x = [x^{(1)} \quad x^{(2)} \quad \dots \quad x^{(N)}] = s [H^{(1)} \quad H^{(2)} \quad \dots \quad H^{(N)}] = s H, \quad 1 \times NG \quad (11)$$

式中, 矩阵 H 相对比较稀疏, 具体定义为:

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

3 半速率旋转不变性联合空频编码及其直接解码算法

3.1 半速率旋转不变性联合空频编码

如前文所述, 所有 M 个发射天线通道共享同一个子载波集合. 其结果是, 不同发射天线通道中同一个子载波所承载的不同符号在接收端将不可避免地互相混淆. 为了解决 OFDM V-BLAST 系统中的上述符号混淆问题, 本文建议为所有 M 个发射天线通道中所有 G 个子载波信道上的子数据流均加上唯一性标签, 以便能彼此区分.

受 Alamouti 空时分组编码 (STBC) 思想^[8] 的启发, 本文将

OFDM V-BLAST 系统中的同一空频符号块发射两次. 具体地, 第一次发射不加标签的空频符号块, 第二次发射加上标签的同一空频符号块. 为描述简便起见, 两次发射中的空频符号块可分别冠以“无标”和“加标”前缀. 很显然, 同一空频符号块的两次发射实际上使空频符号块的发射速率降至半速率水平. 因此, 在某种意义上, 本文建议的“加标”过程可以被看作半速率联合空频编码方法.

如果把指派给第 m 个发射天线通道中第 i 个子载波上子数据流的标签记作 $a^{(m)}(i)$, 那么指派给第 m 个发射天线通道中所有 G 个子载波上子数据流的标签可表示为矢量 $\mathbf{a}^{(m)}$:

$$\mathbf{a}^{(m)} = [\mathbf{a}^{(m)}(1) \ \mathbf{a}^{(m)}(2) \ \dots \ \mathbf{a}^{(m)}(G)], \quad 1 \times G \quad (13)$$

相应地, 指派给所有 M 个发射天线通道中所有 G 个子载波上子数据流的标签可表示为矢量 \mathbf{a} :

$$\mathbf{a} = [\mathbf{a}^{(1)} \ \mathbf{a}^{(2)} \ \dots \ \mathbf{a}^{(M)}], \quad 1 \times MG \quad (14)$$

参照式(2)中对“无标”空频符号块的描述, “加标”空频符号块可表示为矢量 s_{TAG} :

$$s_{TAG} = s \text{diag}(\mathbf{a}) = \mathbf{sA}, \quad 1 \times MG \quad (15)$$

参照式(11)很容易得到相对于“加标”空频符号块的扩展型无 IBI 下行接收数据矢量:

$$\mathbf{x}_{TAG} = \mathbf{sAH}, \quad 1 \times NG \quad (16)$$

仔细对照式(11)和式(16), 不难发现, 两者之间存在着奇特有趣的旋转不变性关系. 换句话说, 本文建议的“加标”过程能够为 OFDM V-BLAST 系统赋予旋转不变性性质. 如此一来, 前述半速率联合空频编码方法可以进一步被看作半速率旋转不变性联合空频编码方法.

考虑到热噪声的影响, 式(11)和式(16)可分别重写为:

$$\mathbf{y} = \mathbf{sH} + \mathbf{n}_F \quad (17)$$

$$\mathbf{z} = \mathbf{sAH} + \mathbf{n}_B \quad (18)$$

式中, 矢量 \mathbf{n}_F 与矢量 \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, 其均值为零、方差为 σ_n^2 .

将与连续 K 个“无标”空频符号块相对应的诸扩展型无 IBI 下行接收数据矢量聚集起来, 可得到如下式所描述的接收数据矩阵 \mathbf{Y} :

$$\mathbf{Y} = [\mathbf{y}(1)^T \ \mathbf{y}(2)^T \ \dots \ \mathbf{y}(K)^T]^T = \mathbf{SH} + \mathbf{N}_F, \quad K \times NG \quad (19)$$

$$\mathbf{S} = [\mathbf{s}(1)^T \ \mathbf{s}(2)^T \ \dots \ \mathbf{s}(K)^T]^T, \quad K \times MG \quad (20)$$

$$\mathbf{N}_F = [\mathbf{n}_F(1)^T \ \mathbf{n}_F(2)^T \ \dots \ \mathbf{n}_F(K)^T]^T, \quad K \times NG \quad (21)$$

式中, 扩展型无 IBI 下行接收数据矢量 $\mathbf{y}(k)$ 与第 k 个“无标”空频符号块相对应, \mathbf{S} 为符号矩阵, \mathbf{N}_F 为噪声矩阵.

类似地, 与连续 K 个“加标”空频符号块相对应的接收数据矩阵 \mathbf{Z} 可表示为:

$$\mathbf{Z} = [\mathbf{z}(1)^T \ \mathbf{z}(2)^T \ \dots \ \mathbf{z}(K)^T]^T = \mathbf{SAH} + \mathbf{N}_B, \quad K \times NG \quad (22)$$

$$\mathbf{N}_B = [\mathbf{n}_B(1)^T \ \mathbf{n}_B(2)^T \ \dots \ \mathbf{n}_B(K)^T]^T, \quad K \times NG \quad (23)$$

式中, 扩展型无 IBI 下行接收数据矢量 $\mathbf{z}(k)$ 与第 k 个“加标”空频符号块相对应, \mathbf{N}_B 也是噪声矩阵.

3.2 直接解码算法

由于本文建议的“加标”过程能够为 OFDM V-BLAST 系统赋予旋转不变性性质, 因此借助旋转不变技术估计信号参数 (ESPRIT) 方法族中的大量方法均可被用来解决下行频率选择

性 OFDM V-BLAST 系统的直接解码问题. 不失一般性, 在 ESPRIT 方法族的诸多典型方法中, 本文选择文献 [9] 中的方法. 该方法最初用于实现二维波达方向 (DOA) 估计, 后来文献 [10]、文献 [11] 将该方法推广应用于多载波码分多址 (MG CDMA) 系统的符号检测. 该方法能巧妙回避文献 [12] 中所述方法必然涉及的多个矩阵联合对角化问题.

根据上小节中的式(19)和式(22), 接收数据矩阵 \mathbf{Y} 的自相关矩阵和接收数据矩阵 \mathbf{Z} 、 \mathbf{Y} 之间的互相关矩阵可分别定义为:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{YY} &= E[\mathbf{Y}\mathbf{Y}^H] = E[(\mathbf{SH} + \mathbf{N}_F)(\mathbf{SH} + \mathbf{N}_F)^H] \\ &= SE[\mathbf{H}\mathbf{H}^H]\mathbf{S}^H + \sigma_n^2\mathbf{I}_K = \mathbf{S}\mathbf{R}_{HH}\mathbf{S}^H + \sigma_n^2\mathbf{I}_K = \mathbf{R}_{Y\mathbf{Y}0} + \sigma_n^2\mathbf{I}_K \end{aligned} \quad (24)$$

$$\mathbf{R}_{ZY} = E[\mathbf{Z}\mathbf{Y}^H] = E[(\mathbf{SAH} + \mathbf{N}_B)(\mathbf{SH} + \mathbf{N}_F)^H] = \mathbf{S}\mathbf{A}\mathbf{R}_{HH}\mathbf{S}^H \quad (25)$$

式中, 上标 H 表示矩阵的共轭转置操作, \mathbf{R}_{YY} 和 \mathbf{R}_{ZY} 均为 K 阶方阵, \mathbf{R}_{HH} 则为 MG 阶方阵. 不难理解, \mathbf{R}_{HH} 实际上表示的是式(12)中所描述的信道矩阵 \mathbf{H} 的自相关矩阵.

当 M 个发射天线与 N 个接收天线之间的所有 MN 个 FIR 无线信道互不相关时, 矩阵 \mathbf{R}_{HH} 是非奇异阵, 并且式(24)中矩阵 $\mathbf{R}_{Y\mathbf{Y}0}$ 的秩为 MG . 对矩阵 $\mathbf{R}_{Y\mathbf{Y}0}$ 进行特征分解, 可得到其相应的谱分解形式:

$$\mathbf{R}_{Y\mathbf{Y}0} = \sum_{j=1}^K \mu_j \mathbf{v}_j \mathbf{v}_j^H \quad (26)$$

式中, μ_j 和 \mathbf{v}_j 分别表示矩阵 $\mathbf{R}_{Y\mathbf{Y}0}$ 的特征值和相应的特征矢量.

当符号矩阵 \mathbf{S} 列满秩, 矩阵 \mathbf{R}_{HH} 非奇异, 并且发射天线数 M 与接收天线数 N 之间满足不等式 $N > M$ 时, 下面两条性质成立:

(1) $\{\mu_1 \geq \dots \geq \mu_{MG} > \mu_{MG+1} = \dots = \mu_K = 0\}$, 相应地

$$\mathbf{R}_{Y\mathbf{Y}0} = \sum_{j=1}^{MG} \mu_j \mathbf{v}_j \mathbf{v}_j^H;$$

(2) $\text{span}\{\mathbf{v}_{MG+1}, \mathbf{v}_{MG+2}, \dots, \mathbf{v}_K\} \perp \text{range}\{\mathbf{S}\}$, 其中 $\text{span}\{\mathbf{v}_{MG+1}, \mathbf{v}_{MG+2}, \dots, \mathbf{v}_K\}$ 表示由 \mathbf{v}_{MG+1} 至 \mathbf{v}_K 等特征矢量所张成的子空间, $\text{range}\{\mathbf{S}\}$ 表示符号矩阵 \mathbf{S} 的列空间.

从上述两条性质出发, 可得到如下两个方程:

$$\mathbf{S}^H \left[\sum_{j=MG+1}^K \mathbf{v}_j \mathbf{v}_j^H \right] \mathbf{S} = \mathbf{0} \quad (27)$$

$$\mathbf{S}^H \left[\sum_{j=1}^{MG} \mathbf{v}_j \mathbf{v}_j^H \right] \mathbf{S} = \mathbf{S}^H \left[\sum_{j=1}^{MG} \mathbf{v}_j \mathbf{v}_j^H + \sum_{j=MG+1}^K \mathbf{v}_j \mathbf{v}_j^H \right] \mathbf{S} = \mathbf{S}^H \mathbf{S} \quad (28)$$

与文献 [9~11] 中辅助矩阵的构造过程类似, 可利用矩阵 \mathbf{R}_{ZY} 和 $\mathbf{R}_{Y\mathbf{Y}0}$ 定义如下 K 阶辅助矩阵 \mathbf{R} :

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_{ZY} \mathbf{R}_{Y\mathbf{Y}0}^\dagger \quad (29)$$

式中, 矩阵 $\mathbf{R}_{Y\mathbf{Y}0}^\dagger$ 表示矩阵 $\mathbf{R}_{Y\mathbf{Y}0}$ 的 Penrose Moore 伪逆, 具体定义如下:

$$\mathbf{R}_{Y\mathbf{Y}0}^\dagger = \sum_{j=1}^{MG} \frac{1}{\mu_j} \mathbf{v}_j \mathbf{v}_j^H \quad (30)$$

定理 假设符号矩阵 \mathbf{S} 列满秩, 矩阵 \mathbf{R}_{HH} 非奇异, 并且

对角阵 A 的主对角线上无相同元素, 则辅助矩阵 R 的特征值和相应的特征矢量分别是前述标签和符号矩阵 S 的各个列矢量, 即 $RS = SA$.

该定理的详细证明过程可参考文献[11], 本文不再赘述. 根据上述定理, 通过对辅助矩阵 R 进行特征分解, 可以很容易地实现下行频率选择性 OFDM V-BLAST 系统的直接解码, 并且不需要了解 CSI.

需要补充说明的是, OFDM V-BLAST 系统中的标签指派应遵循以下两条准则. 第一, 所有发射天线通道中所有子载波上子数据流的标签均应具有单位模值. 第二, 同一发射天线通道中两个相邻子载波上子数据流的标签相位间隔应尽量最大化. 根据上述两条标签指派准则, 第 m 个发射天线通道中第 i 个子载波上子数据流的标签可按下式进行指派:

$$a^{(m)}(i) = \exp(j(m-1 + (i-1)M)2\pi/MG).$$

3.3 算法小结

(1) 分别估计接收数据矩阵 Y 的自相关矩阵 R_{YY} 和接收数据矩阵 Z 、 Y 之间的互相关矩阵 R_{ZY} ;

(2) 对矩阵 R_{YY} 进行特征分解以得到其谱分解形式, 即

$$R_{YY} = \sum_{j=1}^K \mu_j v_j v_j^H;$$

(3) 利用式 $\sigma_n^2 = \frac{1}{K-MG} \sum_{j=MG+1}^K \mu_j$ 估计噪声方差;

(4) 利用式 $R_{YNO}^+ = \sum_{j=1}^{MG} \frac{1}{\mu_j - \sigma_n^2} v_j v_j^H$ 计算矩阵 R_{YNO}^+ ;

(5) 按照式 (29) 构造辅助矩阵 R , 然后对其进行特征分解, 并根据前述定理进行直接解码.

注意, 算法的运算复杂度主要决定于其乘法运算阶数. 相应地, 上述 5 个步骤的乘法运算阶数分别为 $O(K^2)$ 、 $O(K^3)$ 、 $O(1)$ 、 $O(K^2)$ 和 $O(K^3)$ 等, 从而本文直接解码算法的运算复杂度为 $O(K^3)$.

4 仿真结果

本节通过一系列仿真实验, 对本文提出的半速率旋转不变性联合空频编码方法的有效性和直接解码算法的性能进行评价. 所有仿真场景均采用差分四相移键控 (DQPSK) 调制方式, 并且均进行了 100 次蒙特卡罗 (Monte Carlo) 实验. 图 2 至图 6 分别描述本文直接解码算法的误码率 (BER) 性能随接收信噪比 (SNR)、接收天线数 N 、发射天线数 M 、子载波数 G 以及 FIR 无线信道长度 L 等参数的变化曲线. 各图中的四条 BER 性能曲线分别对应着不同的空频符号块数 K , 即 16、32、64 和 128. 与图 2 至图 6 相对应的各仿真实验中的其它参数设置如表 1 所示.

表 1 与图 2 至图 6 相对应的各仿真实验中的参数设置

	图 2	图 3	图 4	图 5	图 6
SNR (dB)	5~25, 步长 2	15	15	15	15
接收天线数 N	8	6~16	10	8	8
发射天线数 M	4	4	4~8	2	2
子载波数 G	4	4	2	3~8	8
无线信道长度 L	3	3	1	2	1~7

如图 2 所示, 本文直接解码算法的 BER 性能随 SNR 的增大而改善. 显然, BER 与 SNR 之间的这种依存关系是不言而喻的. 此外, 此处仅就图 2 所示四条 BER 性能曲线之间的差异进行详细说明. 仔细观察图 2 所示的四条 BER 性能曲线, 不难发现: 首先, 随着 K 的增大, BER 性能曲线将整体下移. 其次, 当 K 在小数值范围内增大时, BER 性能曲线会明显下移; 而当 K 越来越大时, BER 性能曲线的下移幅度却越来越不明显. 原因在于: 随着 K 的增大, 本文直接解码算法中自相关/互相关矩阵的估计准确度会不断提高, 因而算法的 BER 性能也会不断改善. 但是, 当 K 越来越大时, 本文直接解码算法中自相关/互相关矩阵的估计准确度很难再有质的提高, 从而本文直接解码算法的 BER 性能改善也就不再那么明显了.

如图 3 所示, 本文直接解码算法的 BER 性能随接收天线数 N 的增大而改善. 事实上, 在 V-BLAST 结构中, 接收分集是必不可少的一个环节. 具体到本文的研究对象 OFDM V-BLAST 系统, 当其它参数均固定时, 随着 N 的增大, 其接收分集增益毫无疑问将增大, 进而本文直接解码算法的 BER 性能将得以改善. 此外, 图 3 所示四条 BER 性能曲线之间的差异还反映了以下事实: 首先, K 的不同对 BER 性能曲线随 N 的变化趋势不会产生任何影响; 其次, 随着 K 的增大, BER 性能曲线会整体下移, 但是下移幅度会越来越不明显. 具体原因可参照对图 2 的说明, 不再赘述.

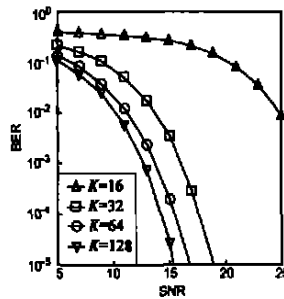


图 2 BER 随 SNR 的变化

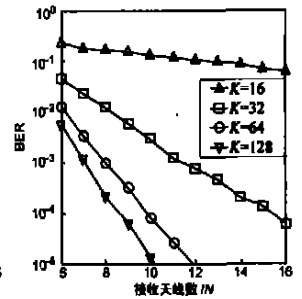
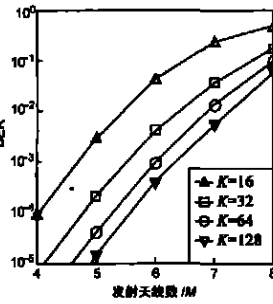
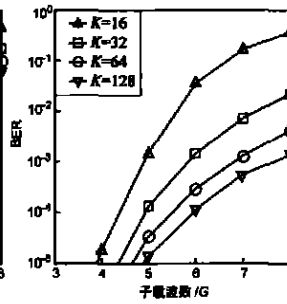
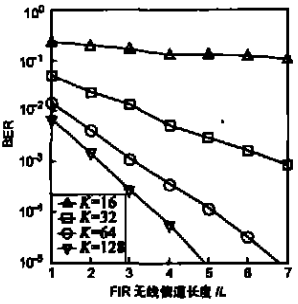


图 3 BER 随 N 的变化

如图 4 所示, 本文直接解码算法的 BER 性能随发射天线数 M 的增大而下降. 原因在于: 在本文的直接解码算法中, M 的增大会使信号子空间变大同时又使噪声子空间变小, 这种“此消彼长”的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 BER 性能变差. 随着 M 的不断增大, 上述“此消彼长”变化将更趋剧烈, 因此本文直接解码算法的 BER 性能将更加恶化. 不过, 随着 K 的增大, BER 性能曲线会整体下移. 这个观察事实表明: 当 M 增大时, 为了减弱其造成的“此消彼长”效应, 应增大 K 来提高本文直接解码算法中自相关/互相关矩阵的估计准确度, 从而改善本文直接解码算法的 BER 性能.

如图 5 所示, 本文直接解码算法的 BER 性能随子载波数 G 的增大而下降. 原因在于: 在 FIR 无线信道长度 L 固定的前提下, 随着 G 的增大, 各子载波信道频域衰减系数之间的独立性将减弱, 相应地本文直接解码算法中自相关/互相关矩阵的估计准确度将降低, 从而使本文直接解码算法的 BER 性能

变差. 与图 4 明显不同, 随着 G 的不断增大, 图 5 所示的四条 BER 性能曲线之间的间隙在逐渐加宽. 相对而言, 与较小 K 相对应的 BER 性能曲线其间隙宽度随 G 的变化更显著. 上述观察事实表明: 当 G 增大时, 为了弥补其造成的各子载波信道频域衰减系数之间独立性减弱效应, 应增大 K 来提高本文直接解码算法中自相关/互相关矩阵的估计准确度, 以便改善本文直接解码算法的 BER 性能.

图 4 BER 随 M 的变化图 5 BER 随 G 的变化图 6 BER 随 L 的变化

如图 6 所示, 本文直接解码算法的 BER 性能随 FIR 无线信道长度 L 的增大而有所改善. 图 6 所示仿真结果表明: 在某种意义上, 无线信道的频率选择性性质对于本文的直接解码算法是有益无害的. 换句话说, 在子载波数 G 固定的前提下, 随着 L 的不断增大, 各子载波信道频域衰减系数之间的独立性会不断增强, 相应地本文直接解码算法中自相关/互相关矩阵的估计准确度也会不断提高, 从而使本文直接解码算法的 BER 性能不断得到改善. 对照观察图 3 与图 6, 不难看出: 接收天线数 N 与 FIR 无线信道长度 L 的变化对本文直接解码算法的 BER 性能影响非常相似. 这种相似性其实意味着: 由接收天线数 N 所产生的空域性能增益与由 FIR 无线信道长度 L 所产生的频域性能增益之间存在着内在的同一性.

5 结论

针对下行频率选择性 OFDM V-BLAST 系统, 本文提出了一种新颖的半速率旋转不变性联合空频编码方法. 通过巧妙利用上述旋转不变性, 本文进一步为 OFDM V-BLAST 系统提出了一种无需了解 CSI 的直接解码算法. 与基于信道估计的解码方法相比较, 本文的直接解码算法不需要显式估计下行频率选择性衰落 MIMO 无线信道, 因此能够在一定程度上降低运算复杂度. 更重要的是, 本文的直接解码算法无需了解 CSI, 即不需要利用训练序列估计 CSI, 从而显著提高了频谱使用效率.

参考文献:

- [1] P W Wolniansky, G J Foschini, G D Golden, et al. V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich scattering wireless channel [A]. Proc IEEE ISSSE' 98 [C]. Pisa, Italy, 1998. 1: 295-300.
- [2] P F Driessen, G J Foschini. On the capacity formula for multiple input multiple output wireless channels: a geometric interpretation [J]. IEEE Trans Commun, 1999, 47(2): 173-176.
- [3] G J Foschini, M J Gans. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas [J]. Wireless Personal Communications, 1998, 6(3): 311-335.
- [4] G J Foschini, G D Golden, R A Valenzuela, et al. Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multi element arrays [J]. IEEE J Select Areas Commun, 1999, 17(11): 1841-1852.

- [5] G D Golden, G J Foschini, R A Valenzuela, et al. Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space time communication architecture [J]. Electronics Letters, 1999, 35(1): 14-16.
- [6] J A C Bingham. Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come [J]. IEEE Commun Mag, 1990, 28(5): 5-14.
- [7] Z Wang, G B Giannakis. Wireless multicarrier communications [J]. IEEE Signal Processing Mag, 2000, 17(3): 29-49.
- [8] S M Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications [J]. IEEE J Select Areas Commun, 1998, 16(8): 1451-1458.
- [9] Q Y Yin, R W Newcomb, L H Zou. Estimating 2-D angles of arrival via two parallel linear arrays [A]. Proc. IEEE ICASSP' 89 [C]. Glasgow, Scotland, 1989. 2803-2806.
- [10] X J Wu, Q Y Yin, H Zhang. Lower complexity direct symbol detector for multiuser MC-CDMA system using antenna array without vector channel estimation [A]. Proc IEEE ISCAS' 02 [C]. Phoenix, USA, 2002. V: 5-8.
- [11] X J Wu, Q Y Yin, A G Feng, et al. Joint space frequency multiuser symbols detector for MC-CDMA system with uniform linear array [J]. Journal of Electronics (China), 2002, 19(4): 337-345.
- [12] A J van der Veen, M C Vanderveen, A Paulraj. Joint angle and delay estimation using shift invariance techniques [J]. IEEE Trans Signal Processing, 1998, 42(2): 405-418.

作者简介:



吴晓军 男, 博士, 清华大学助理研究员/博士后, 主要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. E-mail: xiaojun@cernet.edu.cn.



李星 男, 博士, 清华大学教授/博士生导师, 主要研究领域包括统计信号处理、多媒体通信和计算机网络等, 已发表学术论文 120 余篇.