

MC V-BLAST 系统的 MIMO 信道盲估计

吴晓军^{1,2}, 李 星², 王继龙²

(1. 西安交通大学软件学院, 陕西西安 710049; 2. 清华大学信息科学技术学院, 北京 100084)

摘 要: 本文研究多载波垂直分层空时(MC V-BLAST)系统的下行频率选择性衰落多输入多输出(MIMO)无线信道估计问题. 本文首先为 MC V-BLAST 系统提出了一种新颖的移不变性编码方法. 利用上述移不变性性质, 本文进一步提出了相应的下行频率选择性衰落 MIMO 无线信道的盲估计方法. 仿真结果表明了本文移不变性编码方法的有效性和信道盲估计方法的性能.

关键词: 垂直型贝尔实验室分层空时结构; 多载波; 频率选择性衰落; 信道盲估计; 移不变性编码

中图分类号: TN92; TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2005)08-1411-05

Blind Estimation of MIMO Channels for MC V-BLAST System

WU Xiaojun^{1,2}, LI Xing², WANG Jilong²

(1. Software Engineering School, Xi'an Jiaotong University, Xi'an, Shaanxi 710049, China;

2. School of Information Science & Technology, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: The estimation problem of downlink frequency selective fading multiple input multiple output (MIMO) wireless channels is investigated for the combination of the multicarrier (MC) technique with the vertical Bell Labs layered space time (V-BLAST) architecture, i. e., the MC V-BLAST system. One novel shift invariance coding scheme is firstly proposed for the MC V-BLAST system. By exploiting the induced shift invariance property, one blind estimation method of downlink frequency selective fading MIMO wireless channels is further derived. Simulations demonstrate the validity of the shift invariance coding scheme and the channels blind estimation method.

Key words: V-BLAST; multicarrier; frequency selective fading; channels blind estimation; shift invariance coding

1 引言

在以往的大量研究中,垂直型贝尔实验室分层空时(V-BLAST)结构中的多输入多输出(MIMO)无线信道几乎总被假设为平衰落^[1~4]. 此时, V-BLAST 结构虽然能够提供空域分集增益,但却不能提供任何频域分集增益. 在宽带移动无线通信情形中,当 V-BLAST 结构中空域解复用操作(即矢量编码)输出的空域子数据流速率过高时,其 MIMO 无线信道将不可避免地具有频率选择性. 如此一来,宽带 V-BLAST 结构不仅能够提供空域分集增益,同时也“可能”提供因频率选择性所产生的频域分集增益.

多载波(MC)技术^[5~9]能够将上述“可能”转变为现实. 过去几年里虽然有人曾针对 MC V-BLAST 系统做过一些研究^[7,8],但是他们没有考察 MC V-BLAST 系统在频率选择性衰落条件下的信道估计问题. 鉴于此,本文将重点考察频率选择性 MC V-BLAST 系统的信道估计问题. 本文首先为 MC V-BLAST 系统提出一种移不变性编码方法,然后利用子空间分解技术提出相应的下行频率选择性衰落 MIMO 无线信道的盲

估计方法. 仿真结果将表明本文移不变性编码方法的有效性和信道盲估计方法的性能.

2 MC V-BLAST 系统的模型

2.1 基带模型

图 1 给出的是 MC V-BLAST 系统的基带模型,其中发射/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个子载波集合,子载波集合中的子载波数记作 G . 注意,图 1 中的“多载波复制”操作能使某个发射天线通道中的所有 G 个子载波同时承载同一符号,以便实现频域发射分集.

当 MC V-BLAST 系统处于频率选择性环境中时,为了对付码间串扰(ISI)问题,需要利用循环前缀(CP). 综合使用发射端的“加入 CP”(ACP)操作和接收端的“消除 CP”(RCP)操作,ISI 问题可以得到很好的解决. 注意,仅当 CP 长度大于频率选择性无线信道的记忆持续期时,ISI 才能被彻底消除^[6].

2.2 数值模型

如图 1 所示,原始数据流经过“V-BLAST 空域解复用”操作后输出 M 个空域子数据流. 为描述简便,不妨将其命名为

收稿日期: 2003-12-26; 修回日期: 2005-05-11

基金项目: 国家 973 计划(No. 2003CB314807); 中国博士后科学基金(No. 2003034164)

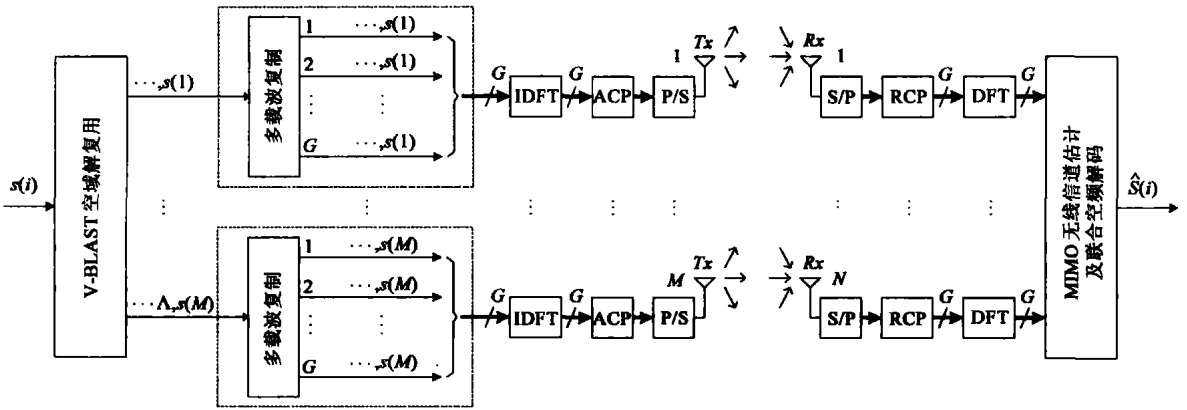


图 1 MC V-BLAST 系统的基带模型

“空域符号块”. 不失一般性, 空域符号块可表示为矢量 s :

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

式中, 上标 T 表示矢量/矩阵的转置操作.

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 $h^{(mn)}$:

$$h^{(mn)} = [h^{(mn)}(0) \quad h^{(mn)}(1) \quad \dots \quad h^{(mn)}(L)]^T, (L+1) \times 1 \quad (2)$$

式中, L 表示 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, 不妨假设子载波数 G 与 FIR 无线信道长度 L 满足不等式 $L < G$.

实际上, 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 $g^{(mn)}$:

$$g^{(mn)} = [g^{(mn)}(1) \quad g^{(mn)}(2) \quad \dots \quad g^{(mn)}(G)]^T, G \times 1 \quad (3)$$

通过对式(2)中所描述的 FIR 矢量 $h^{(mn)}$ 进行离散傅立叶变换(DFT)可得到矢量 $g^{(mn)}$:

$$g^{(mn)} = F_{FRO} h^{(mn)}, G \times 1 \quad (4)$$

$$F_{FRO} = F_{DFT} P, G \times (L+1) \quad (5)$$

式中, 矩阵 F_{FRO} 称为频率响应算子(FRO), F_{DFT} 表示 G 阶 DFT 矩阵, P 表示列选择矩阵. P 具体定义为:

$$P = \begin{bmatrix} I_{L+1} \\ \mathbf{0}_{(G-L-1) \times (L+1)} \end{bmatrix}, G \times (L+1) \quad (6)$$

式中, I_{L+1} 为 $(L+1)$ 阶单位阵, $\mathbf{0}_{(G-L-1) \times (L+1)}$ 为零矩阵.

结合式(3)与式(4), 第 n 个接收天线从第 m 个发射天线所接收到的无 ISI 下行接收数据可表示为:

$$x^{(mn)} = [x^{(mn)}(1) \quad x^{(mn)}(2) \quad \dots \quad x^{(mn)}(G)]^T = g^{(mn)} s(m), G \times 1 \quad (7)$$

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 ISI 下行接收数据可表示为:

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

$$H^{(n)} = [g^{(1n)} \quad g^{(2n)} \quad \dots \quad g^{(Mn)}]^T, G \times M \quad (9)$$

将所有 N 个接收天线上的无 ISI 下行接收数据矢量堆叠起来, 可得到扩展型无 ISI 下行接收数据矢量 x :

$$x = [x^{(1)T} \quad x^{(2)T} \quad \dots \quad x^{(N)T}]^T = [H^{(1)T} \quad H^{(2)T} \quad \dots \quad H^{(N)T}]^T s = Hs, NG \times 1 \quad (10)$$

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

3 移不变性编码方法及信道盲估计方法

3.1 移不变性编码方法

如 2.1 节所述, MC V-BLAST 系统中的所有 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子载波集合所承载的不同符号在接收端将不可避免地互相混淆. 为了解决上述符号混淆问题, 本文建议为所有 M 个发射天线通道上的空域子数据流均贴上唯一性标签, 以便能彼此区分. 受 Alamouti 空时分组编码(STBC)思想^[9]的启发, 本文将 MC V-BLAST 系统中的同一空域符号块发射两次. 具体地, 第一次发射“无标”的空域符号块, 第二次发射“贴标”的同一空域符号块.

如果把指派给第 m 个发射天线通道上空域子数据流的标签记作 $a(m)$, 那么指派给所有 M 个发射天线通道上空域子数据流的标签可表示为矢量 a :

$$a = [a(1) \quad a(2) \quad \dots \quad a(M)]^T, M \times 1 \quad (12)$$

不失一般性, 可按下式为第 m 个发射天线通道上的空域子数据流指派标签:

$$a(m) = \exp\left\{j \frac{2\pi}{M} (m-1)\right\} \quad (13)$$

参照式(1)中对“无标”空域符号块的描述, “贴标”空域符号块可表示为矢量 s_{TAG} :

$$s_{TAG} = \text{diag}(a) s = As, M \times 1 \quad (14)$$

式中, 矩阵 A 为 M 阶对角阵.

进一步地, 通过参照式(10)可得到相对于“贴标”空域符号块的扩展型无 ISI 下行接收数据矢量:

$$x_{TAG} = \mathbf{H}\mathbf{A}s, NG \times 1 \quad (15)$$

仔细对照式(10)和式(15)不难发现,两者之间存在着移不变性关系.因此,在某种意义上本文建议的“贴标”过程可以被看作移不变性编码方法.考虑到热噪声的影响,式(10)和式(15)可分别重写为:

$$y = \mathbf{H}s + \mathbf{n}_F, NG \times 1 \quad (16)$$

$$z = \mathbf{H}\mathbf{A}s + \mathbf{n}_B, NG \times 1 \quad (17)$$

式中,矢量 \mathbf{n}_F 与矢量 \mathbf{n}_B 的各元素均为独立同分布(*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

由于本文建议的“贴标”过程能够为 MC V-BLAST 系统赋予移不变性性质,因此大量基于移不变性的信号处理方法均可被用来解决 MC V-BLAST 系统中下行频率选择性衰落 MIMO 无线信道的盲估计问题.不失一般性,本文选择文献[10]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[11]与文献[12]将该方法推广应用于多载波码分多址(MC-CDMA)系统.

根据上小节中的式(16)和式(17),扩展型无 ISI 下行接收数据矢量 y 的自相关矩阵和扩展型无 ISI 下行接收数据矢量 z, y 之间的互相关矩阵可分别定义为:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{yy} &= E[\mathbf{y}\mathbf{y}^H] = E[(\mathbf{H}s + \mathbf{n}_F)(\mathbf{H}s + \mathbf{n}_F)^H] \\ &= \mathbf{H}E[\mathbf{s}\mathbf{s}^H]\mathbf{H}^H + \sigma_n^2\mathbf{I}_{NG} = \mathbf{H}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{H}^H + \sigma_n^2\mathbf{I}_{NG} = \mathbf{R}_{y0} + \sigma_n^2\mathbf{I}_{NG}, \end{aligned} \quad (18)$$

$$\mathbf{R}_{zy} = E[\mathbf{z}\mathbf{y}^H] = E[(\mathbf{H}\mathbf{A}s + \mathbf{n}_B)(\mathbf{H}s + \mathbf{n}_F)^H] = \mathbf{H}\mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{H}^H, \quad (19)$$

式中,上标 H 表示矢量/矩阵的共轭转置操作, \mathbf{R}_{yy} 和 \mathbf{R}_{zy} 均为 NG 阶方阵, \mathbf{R}_{ss} 则为 M 阶方阵.实际上, \mathbf{R}_{ss} 表示的是式(1)中所描述的“无标”空域符号块矢量 s 的自相关矩阵.

当 M 个发射天线通道上的所有 M 个空域子数据流互不相关时,矩阵 \mathbf{R}_{ss} 是非奇异阵,并且式(18)中矩阵 \mathbf{R}_{y0} 的秩为 M .对矩阵 \mathbf{R}_{y0} 进行特征分解,可得到其相应的谱分解形式:

$$\mathbf{R}_{y0} = \sum_{j=1}^{NG} \mu_j \mathbf{v}_j \mathbf{v}_j^H, NG \times NG \quad (20)$$

式中, μ_j 和 \mathbf{v}_j 分别表示矩阵 \mathbf{R}_{y0} 的特征值和相应的特征矢量.

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 以及子载波数 G 等三者之间满足不等式 $NG \geq M$ 时,下面两条性质成立:

(1) $\{\mu_1 \geq \dots \geq \mu_M > \mu_{M+1} = \dots = \mu_{NG} = 0\}$, 相应地 $\mathbf{R}_{yy} =$

$$\sum_{j=1}^M \mu_j \mathbf{v}_j \mathbf{v}_j^H;$$

(2) $\text{Span}\{\mathbf{v}_{M+1}, \mathbf{v}_{M+2}, \dots, \mathbf{v}_{NG}\} \perp \text{Range}\{\mathbf{H}\}$, 其中 $\text{Span}\{\mathbf{v}_{M+1}, \mathbf{v}_{M+2}, \dots, \mathbf{v}_{NG}\}$ 表示由 \mathbf{v}_{M+1} 至 \mathbf{v}_{NG} 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:

$$\mathbf{H}^H \left[\sum_{j=M+1}^{NG} \mathbf{v}_j \mathbf{v}_j^H \right] \mathbf{H} = \mathbf{0} \quad (21)$$

$$\mathbf{H}^H \left[\sum_{j=1}^M \mathbf{v}_j \mathbf{v}_j^H \right] \mathbf{H} = \mathbf{H}^H \left[\sum_{j=1}^M \mathbf{v}_j \mathbf{v}_j^H + \sum_{j=M+1}^{NG} \mathbf{v}_j \mathbf{v}_j^H \right] \mathbf{H} = \mathbf{H}^H \mathbf{H} \quad (22)$$

与文献[10~12]中辅助矩阵的构造过程类似,可利用矩阵 \mathbf{R}_{zy} 和 \mathbf{R}_{y0} 定义如下 NG 阶辅助矩阵 \mathbf{R} :

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_{zy} \mathbf{R}_{y0}^+, NG \times NG \quad (23)$$

式中,矩阵 \mathbf{R}_{y0}^+ 表示矩阵 \mathbf{R}_{y0} 的 Penrose Moore 伪逆,具体定义如下:

$$\mathbf{R}_{y0}^+ = \sum_{j=1}^M \frac{1}{\mu_j} \mathbf{v}_j \mathbf{v}_j^H, NG \times NG \quad (24)$$

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 $\mathbf{R}\mathbf{H} = \mathbf{H}\mathbf{A}$.

该定理的证明过程可参考文献[12],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,可以实现 MC V-BLAST 系统中下行频率选择性衰落 MIMO 无线信道的盲估计.

基于对 MC V-BLAST 系统中下行频率选择性衰落 MIMO 无线信道的盲估计,再分别根据最大比合并(MRC)准则和迫零(ZF)准则,可进一步得到如下两种空域符号块解调器:

$$\hat{s}_{MRC} = (\mathbf{H}^H \mathbf{y} + (\mathbf{H}\mathbf{A})^H \mathbf{z}) / 2, M \times 1 \quad (25)$$

$$\hat{s}_{ZF} = (\mathbf{H}^+ \mathbf{y} + (\mathbf{H}\mathbf{A})^+ \mathbf{z}) / 2, M \times 1 \quad (26)$$

本文算法可小结如下:

(1) 分别估计接收数据矢量 y 的自相关矩阵 \mathbf{R}_{yy} 和接收数据矢量 z, y 之间的互相关矩阵 \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 $\mathbf{R}_{yy} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{y}_k \mathbf{y}_k^H$ 和 $\mathbf{R}_{zy} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{z}_k \mathbf{y}_k^H$ 对矩阵 \mathbf{R}_{yy} 和 \mathbf{R}_{zy} 进行估计,其前提为 MIMO 无线信道在连续 $2K$ 个空域符号块期间(包括 K 个“无标”空域符号块和 K 个“贴标”空域符号块)保持线性时不变;

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

$$\mathbf{R}_{yy} = \sum_{j=1}^{NG} \mu_j \mathbf{v}_j \mathbf{v}_j^H;$$

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

(4) 利用式 $\mathbf{R}_{y0}^+ = \sum_{j=1}^M \frac{1}{\mu_j - \sigma_n^2} \mathbf{v}_j \mathbf{v}_j^H$ 计算矩阵 \mathbf{R}_{y0}^+ ;

(5) 按照式(23)构造辅助矩阵 \mathbf{R} , 然后进行特征分解,并根据前述定理估计 MIMO 无线信道;

(6) 利用式(25)或式(26)进行空域符号块解调.

4 仿真结果

本节通过大量仿真实验对本文提出的移不变性编码方法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移键控(DQPSK)调制方式,并且均进行

了100次 Monte Carlo 实验。为了衡量本文信道盲估计方法的性能,拟采用如下式所定义的归一化均方误差(MSE):

$$MSE = \frac{1}{N_i} \sum_{i=1}^{N_i} \| \mathbf{H}(i) - \mathbf{H} \|_F^2 \setminus \| \mathbf{H} \|_F^2 \quad (27)$$

式中, N_i 表示 Monte Carlo 实验次数, 矩阵 $\mathbf{H}(i)$ 表示在第 i 次 Monte Carlo 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必然存在着模糊系数。本节在计算 MSE 时, 已对上述模糊系数进行了补偿。

仿真 1 至仿真 5 分别考察本文信道盲估计方法的 MSE 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 等参数的变化情况。各仿真结果图中的四条曲线分别对应着不同的空域符号块数 K , 即 18、20、22 和 24。其他参数设置如表 1 所示。

表 1 各仿真实验中的参数设置

| | 实验 1 | 实验 2 | 实验 3 | 实验 4 | 实验 5 |
|------------|------------|------|------|------|------|
| SNR(dB) | 5~25, 步长 2 | 15 | 15 | 15 | 15 |
| 接收天线数 N | 4 | 4~16 | 4 | 4 | 4 |
| 发射天线数 M | 16 | 16 | 4~16 | 16 | 16 |
| 子载波数 G | 6 | 6 | 6 | 6~16 | 12 |
| 无线信道长度 L | 4 | 4 | 4 | 4 | 4~11 |

仿真 1 图 2 描述的是 MSE 随 SNR 的变化曲线。显而易见, MSE 曲线随着 K 增大而不断向下平移, 但是其下移幅度却随着 K 越来越大而越来越不明显。原因在于: 随着 K 增大自相关/互相关矩阵的估计准确度会不断提高, 相应地 MSE 也会不断下降; 当 K 越来越大时, 自相关/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。

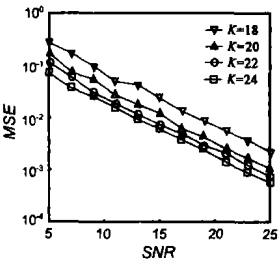


图 2 MSE 随 SNR 的变化

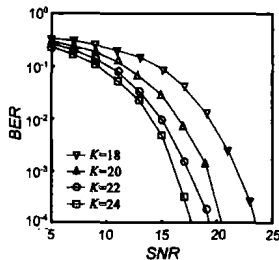


图 3 BER 随 SNR 的变化

图 3 描述的是 ZF 型空域符号块解码器(参见式(26))的误码率(BER)随 SNR 的变化曲线。如图 3 所示, BER 曲线随着 K 增大而不断向下弯曲移动。换言之, 随着 K 不断增大, MSE 将不断减小, 进而基于估计信道的 ZF 型空域符号块解码器的 BER 也将不断下降。

仿真 2 图 4 描述的是 MSE 随接收天线数 N 的变化曲线, 图 5 描述的是 ZF 型空域符号块解码器的 BER 随 N 的变化曲线。对比观察图 4 与图 5 不难看出, MSE 随 N 的增大稍有下降, 而 BER 则随 N 的增大呈现比较明显的下降。图 4 与图 5 的共同下降趋势表明: N 的增大将使噪声子空间不断变大, 从而噪声/信号子空间之间的正交性约束将不断加强, 亦即子空间分解技术的噪声滤除能力将不断提高, 相应地

MSE 将不断下降, 同时 ZF 型空域符号块解码器的 BER 也将不断下降。

注意, 虽然图 4 与图 5 的下降趋势相同, 但是它们的下降陡度不同。从形式上看, 由于 ZF 准则具有较强的噪声抑制能力, 因此 ZF 型空域符号块解码器的 BER 曲线的下降陡度应该大许多。从本质上讲, 由于 ZF 型空域符号块解码器充分利用了 MC V-BLAST 系统的接收分集特性, 而本文信道盲估计方法却没有这种关系, 因此 BER 曲线的下降陡度必然大很多。

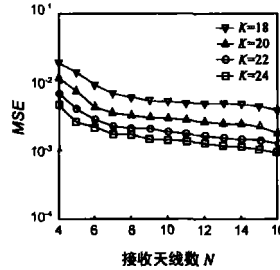


图 4 MSE 随 N 的变化

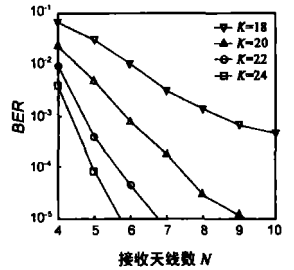


图 5 BER 随 N 的变化

仿真 3 图 6 描述的是 MSE 随发射天线数 M 的变化曲线。如图 6 所示, MSE 随 M 的增大而快速增大。原因在于: 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”变化使子空间分解技术的噪声滤除能力降低, 从而使 MSE 增大。随着 M 不断增大, 上述“此消彼长”变化更趋明显, 因此 MSE 快速增大。这即意味着, 当 M 增大时, 为了减弱其造成的“此消彼长”效应, 应通过增大 K 来提高自相关/互相关矩阵的估计准确度, 从而降低 MSE。

仿真 4 图 7 描述的是 MSE 随子载波数 G 的变化曲线。易见, MSE 随 G 的增大而稍有增大, 亦即本文的信道盲估计方法对于 G 的变化具有较强的鲁棒性。上述鲁棒性有两个成因: 首先, 在 FIR 无线信道长度 L 固定的前提下, 随着 G 增大各子载波信道频域衰减系数之间的独立性将减弱, 相应地自相关/互相关矩阵的估计准确度将降低, 从而使 MSE 有增大的趋势。其次, 随着 G 增大噪声子空间将变大, 相应地噪声/信号子空间之间的正交性约束将加强, 亦即子空间分解技术的噪声滤除能力将提高, 从而又使 MSE 有降低的趋势。很显然, 上述两种不同变化趋势之间存在着抵消效应, 因此 MSE 随 G 的变化仅有微弱变化。

仿真 5 图 8 描述的是 MSE 随 FIR 无线信道长度 L 的变化曲线。很显然, MSE 随 L 的增大仅有极其微弱的下降。换言之, 在某种意义上, 本文的信道盲估计方法对于无线信道频率选择性的强弱变化具有较强的鲁棒性。

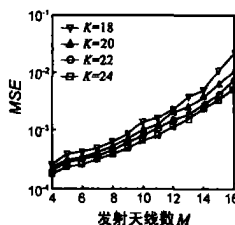


图 6 MSE 随 M 的变化

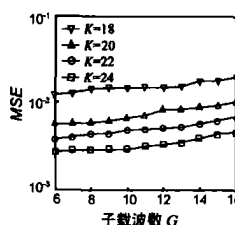


图 7 MSE 随 G 的变化

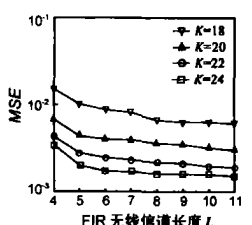


图 8 MSE 随 L 的变化

5 讨论

如 3.2 小节所述,“接收天线数 N 、发射天线数 M 以及子载波数 G 等三者之间满足不等式 $NG \geq M$ ”是本文信道盲估计方法的若干个前提条件之一。实际上,上述条件应进一步强化。

结合式(4)与式(9),不难得到:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}^{(n)} &= [\mathbf{g}^{(1n)} \quad \mathbf{g}^{(2n)} \quad \dots \quad \mathbf{g}^{(Mn)}] \\ &= \mathbf{F}_{FRO} [\mathbf{h}^{(1n)} \quad \mathbf{h}^{(2n)} \quad \dots \quad \mathbf{h}^{(Mn)}] = \mathbf{F}_{FRO} \mathbf{Q}, G \times M \end{aligned} \quad (28)$$

式中,频率响应算子矩阵 \mathbf{F}_{FRO} 的秩为 $(L+1)$, 矩阵 \mathbf{Q} 的秩为 $\min(L+1, M)$ 。因此,尽管矩阵 $\mathbf{H}^{(n)}$ 的维数为 $G \times M$, 但是其秩应是 $\min(L+1, M)$ 而不是 $\min(G, M)$ 。相应地,尽管式(11)所描述的信道矩阵 \mathbf{H} 维数为 $NG \times M$, 但是其秩至多是 $\min(N(L+1), M)$ 而不是 $\min(NG, M)$ 。

很显然,为了使信道矩阵 \mathbf{H} 列满秩,不等式 $N(L+1) \geq M$ 必须成立。因此,上述条件应该强化为“接收天线数 N 、发射天线数 M 以及 FIR 无线信道长度 L 等三者之间满足不等式 $N(L+1) \geq M$ ”。

6 结论

针对处于频率选择性衰落环境中的下行 MC V-BLAST 系统,本文提出了一种移不变性编码方法和相应的下行频率选择性衰落 MIMO 无线信道盲估计方法。利用估计到的 MIMO 无线信道,本文分别根据 MRC 准则、ZF 准则构造了两种空域符号块解码器。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,因此能够节约射频带宽、提高频谱效率。

参考文献:

- [1] P W Wolnarsky, 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. I. 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 Commun, 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] J A C Bingham. Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come[J]. IEEE Commun Mag, 1990, 28(5): 5- 14.
- [6] Z Wang, G B Giannakis. Wireless multicarrier communications[J]. IEEE Signal Processing Mag, 2000, 17(3): 29- 49.
- [7] N Boubaker, K B Letaief, R D Murch. A low complexity multicarrier BLAST architecture for realizing high data rates over dispersive fading channels[A]. Proc IEEE VTC' 01 Spring[C]. Rhodes Island, Greece, 2001. II. 800- 804.
- [8] I Sohn. Space frequency block coded turbo BLAST detection for MIMO-OFDM systems[J]. Electronics Letters, 2003, 39(21): 1557- 1558.
- [9] S M Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications[J]. IEEE J Select Areas Commun, 1998, 16(8): 1451- 1458.
- [10] Q Yin, R W Newcomb, L H Zou. Estimating 2-D angles of arrival via two parallel linear array[A]. Proc IEEE ICASSP' 89[C]. Glasgow, Scotland, 1989. 2803- 2806.
- [11] X J Wu, A G Feng, Q Y Yin. Blind space frequency channel estimator for MC-CDMA systems with antenna arrays in frequency selective fading environment[A]. Proc IEEE VTC' 01 Fall[C]. Atlantic City, USA, 2001. IV. 2173- 2177.
- [12] X J Wu, Q Y Yin, Z Zhao, et al. Spatial frequency channel and DOA joint blind estimator for MC-CDMA systems[J]. Journal of Electronics (China), 2002, 19(3): 225- 232.

作者简介:



吴晓军 男, 1969 生于陕西白水, 博士, 清华大学博士后, 西安交通大学副教授, 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@cerndt.edu.cn.



李 星 男, 1956 生于北京, 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 130 余篇。