

接近最优的编码 MIMO 系统的发送天线子集选择算法

郑 武 张海滨 宋文涛 刘兴钊

(上海交通大学电子工程系 上海 200240)

摘要: 多天无线系统可提供更大的信道容量和更好的抗衰落能力, 发送端利用反馈的部分信道状态信息进行发送天线子集选择能够进一步提高信道容量。该文提出了一种 MIMO 系统的快速的、动态的天线子集选择算法, 其提供的信道容量高于已有的静态算法, 且接近于最优天线选择算法, 而无需计算所有可能的天线子集组合的信道容量, 因而具有更低的复杂度。将本文算法与比特交织编码调制(BICM)技术相结合, 对各天线速率进行适配, 提出了空时自适应比特交织编码调制(ST-ABICM)方案。仿真结果证实了该方案性能的优越性。

关键词: 信道容量; MIMO 无线系统; 发送天线子集选择; 空时-比特交织编码调制(ST-BICM)系统

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)09-2173-04

Near Optimal Transmit Antenna Subset Selection Algorithms for Coded MIMO Systems

Zheng Wu Zhang Hai-bin Song Wen-tao Liu Xing-zhao

(Department of Electrical Engineering, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: Multiple antenna wireless systems can provide larger channel capacity and better ability to combat fading. The capacity can be further increased by feeding back some channel state information to the transmitter and implementing antenna subset selection. A fast and dynamic transmit antenna subset selection algorithm is proposed in this paper. Instead of the optimal selection algorithm, which needs to compute the capacity of all the antenna subset combinations, the new algorithm has almost the same capacity with lower complexity. It also has larger capacity than the existent static algorithms. Based on bit interleaved code modulation (BICM) technology, space time adaptive bit interleaved code modulation (ST-ABICM) scheme is constructed by adapting data rate per transmit antenna. Simulation results also prove the excellent performance of the scheme.

Key words: Channel capacity; MIMO wireless systems; Transmit antenna subset selection; ST-BICM systems

1 引言

未来的宽带无线通信系统需要提供更高的信息传输速率, 采用多发送和多接收天线的多输入多输出(MIMO)技术是达到此目标所必需使用的关键技术。业已证明: MIMO系统可提供随发送天线和接收天线的最小值呈线性增长的信道容量^[1,2]。

当发送端不具备任何信道状态信息(CSI)时, 通常在各天线上分配相同的功率; 如果存在反馈信道可将信道状态信息传递给发送端, 那么发送端可以在不同的天线上分配不同的功率, 使信道容量得到提升。根据“注水”原理, 可以得到最优的功率分配, 但它要反馈信道矩阵的所有特征值, 反馈信道需要较大的带宽。因此, 基于天线选择的有限反馈的状况特别具有吸引力, 它仅仅反馈选取的发送天线子集, 只需要低速的反馈信道。基于最大化后处理 SNR、最大化最小特征值和最大化信道容量等的天线选择算法成为研究的重点^[3]。显然最优的选择算法是对发送天线的组合进行计算, 并利用上述的准则选取最优。但这种算法的计算复杂度

相当大, 特别是在可供选择的数目较多的情况。为此, 必须寻求低复杂度的次优算法。Gorokhov提出的算法是以最大化信道容量为准则, 从可供选择的全部天线组成的集合开始, 每步删减一根对容量贡献最小的天线, 直到预先定义的天线数目^[4]。与此相类似, Gharavi提出的算法是从空集开始, 每步增加一根对容量贡献最大的天线, 直到预先定义的天线数目, 且简化了算法中的矩阵运算^[5]。

上述的算法仍然存在一定的局限性, 仅仅对接收天线选择和固定数目的发送天线选择有效。本文仍然以最大化信道容量为准则, 提出了动态的发送天线选择方案, 它根据信道矩阵, 确定发送天线的数目以及相应的天线子集, 并同比特交织编码调制(BICM)技术相结合^[6], 对各天线的速率进行适配, 提出了空时自适应比特交织编码调制(ST-ABICM)方案。仿真结果亦证实了该方案的优越性能。

2 系统模型

考虑由 N_T 根发送天线和 N_R 根接收天线组成的 MIMO 系统, 经过编码和交织的数据比特分组, 在串并变换和符号映射后成为符号向量 $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_{N_T}]^T$, 这里上标 T 表示矩阵转置。令 \mathbf{y} 为接收符号向量, 它可表示为

2006-01-27 收到, 2006-07-12 改回

国家 863 项目(2003AA123310)和国家自然科学基金(60572157, 60332030)资助课题

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{w} \quad (1)$$

式中 \mathbf{H} 为 $N_R \times N_T$ 的信道矩阵, 其元素假设为独立同分布的、均值为零和各维方差为 0.5 的复高斯随机变量, 且在一个码块内保持恒定, 各码块间独立地变化; \mathbf{w} 为噪声向量, 其元素为独立同分布的、均值为零和各维方差为 σ^2 的复高斯随机变量。当发送端不具备信道状态信息时, MIMO 信道的信道容量可以表示为^[2]

$$C = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{\rho}{N_T} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right) = \sum_{i=1}^{r_H} \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{N_T} \lambda_i^2 \right) \quad (2)$$

式中 ρ 表示信噪比(SNR), \mathbf{I}_{N_R} 为 $N_R \times N_R$ 的单位阵, 上标 H 表示共轭转置, r_H 和 λ_i 分别表示 \mathbf{H} 的秩和第 i 个奇异值。

采用 ST-ABICM 技术和迭代接收机并应用天线选择的 MIMO 系统结构如图 1 所示。在发送端, 二进制信息比特序列 \mathbf{u} 经信道编码成为编码比特序列 \mathbf{v} ; \mathbf{v} 经过伪随机交织器 Π 成为交织比特序列 \mathbf{x} ; 接收端根据信道矩阵 \mathbf{H} , 决定发送天线的数目, 相应的发送天线和各天线上采用的调制星座, 并通过反馈信道传递给发送端。为了简化设计, 这里假定反馈信道是无差错和零延迟的。 \mathbf{x} 经符号映射成为符号向量 \mathbf{s} , 然后通过选定的天线发送。在接收端, 采用 N_R 根天线进行接收, 并对接收信号 \mathbf{y} 检测和译码。编码 MIMO 方案的最优译码器是最大似然(ML)译码器, 它具有随着信息比特帧的长度成指数增长的计算复杂度, 因此是不可实现的。

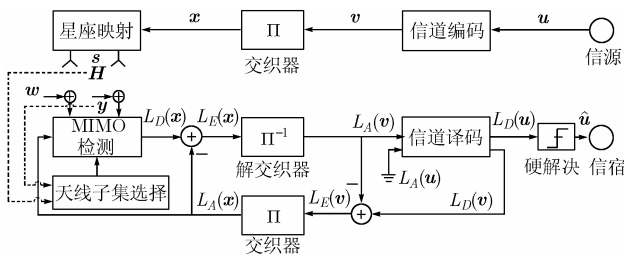


图1 发送天线子集选择的编码 MIMO 系统及迭代接收机框图

为了以有限的复杂度获得接近 ML 的性能, 采用了迭代接收机的结构。该结构最早出现在文献[7]的 CDMA 系统中, 后来应用于 MIMO 系统中。信道编码同星座映射通过交织器分隔的结构形成了串行级联码, 基于“Turbo 处理”原则, 最优的联合检测/译码可以分为两个阶段: MIMO 检测(内模块)和信道译码(外模块)。各阶段分别采用软输入软输出的算法并在阶段之间进行软信息的交互。假设 $L_D(\cdot)$, $L_A(\cdot)$ 和 $L_E(\cdot)$ 分别表示后验信息、先验信息和外信息的对数似然比(LLR), 迭代检测/译码过程可归纳如下^[8]:

(1) 基于 \mathbf{y} 和外模块提供的先验信息 $L_A(\mathbf{x})$, 内模块产生比特序列 \mathbf{x} 的外信息 $L_E(\mathbf{x})$, 有

$$L_E(x_{n,k}) = \ln \frac{\sum_{\mathbf{x} \in \mathcal{X}_{n,k}^{+1}} \exp[\mu(\mathbf{s})]}{\sum_{\mathbf{x} \in \mathcal{X}_{n,k}^{-1}} \exp[\mu(\mathbf{s})]} - L_A(x_{n,k}) \quad (3)$$

式中 $x_{n,k}$ 表示映射为 s_n 的第 k 比特, $\mathcal{X}_{n,k}^{+1}$ 和 $\mathcal{X}_{n,k}^{-1}$ 表示分别满足 $x_{n,k} = +1$ 和 $x_{n,k} = -1$ 的所有比特序列 \mathbf{x} 的集合, 即

$\mathcal{X}_{n,k}^{\pm 1} = \{\mathbf{x} | x_{n,k} = \pm 1\}$; 度量 $\mu(\mathbf{s})$ 可计算为

$$\mu(\mathbf{s}) = -\frac{1}{2\sigma^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{N_T} \sum_{k=1}^{M_{c,n}} x_{n,k} L_A(x_{n,k}) \quad (4)$$

式中 $M_{c,n}$ 表示符号 s_n 中所包含的比特数目。 $L_E(\mathbf{x})$ 通过解交织器成为 $L_A(\mathbf{v})$, 作为编码比特 \mathbf{v} 的先验信息, 馈入外模块。

(2) 外模块处理 $L_A(\mathbf{v})$, 并根据信道编码附加的限制条件, 计算编码比特 \mathbf{v} 的外信息 $L_E(\mathbf{v})$ 和信息比特 \mathbf{u} 的后验信息 $L_D(\mathbf{u})$, $L_E(\mathbf{v})$ 经过交织成为 $L_A(\mathbf{x})$, 传递给内模块。

重复步骤(1)和步骤(2)直到满足预定的终止条件。当迭代终止时, 信息比特的估计可通过对 $L_D(\mathbf{u})$ 的硬判决得到。

3 天线子集选择算法及复杂度分析

假定接收天线的数目为 N_R , 可供选择的发送天线数目为 N_T , 接收端通过对 $N_R \times N_T$ 的信道矩阵 \mathbf{H} 进行计算, 选取 $1 \leq L_T \leq N_T$ 根发送天线, 并将结果传递给发送端。最优的发送天线选择算法就是以最大化信道容量为准则, 从 \mathbf{H} 中选取 L_T 个列向量, 构成矩阵 \mathbf{H}_{L_T} 。对此问题的直接求解方法就是根据式(2), 测试所有的天线子集, 即 \mathbf{H} 矩阵中的列向量所组成的所有子矩阵。处理的子矩阵的数目为 $\binom{N_T}{1} + \binom{N_T}{2} + \dots + \binom{N_T}{N_T} = 2^{N_T} - 1$, 随着可提供的发送天线数目 N_T 呈指数增长, 计算的代价相当的高。

本文提出了一种次优的天线选择方案, 将其转变成为线性问题来进行求解, 采取逐次增加一根天线处理的方法, 该算法的思想可简述如下: 由空集开始, 每步向此集合增加一根发送天线, 即增加 \mathbf{H} 矩阵中的一列, 以使得信道容量的增量最大。以 \mathbf{h}_j 表示 \mathbf{H} 矩阵的第 j 列, \mathbf{H}_n 表示第 n 步得到的 $N_R \times n$ 矩阵, 则根据式(2), 选取的 n 根发送天线得到的信道容量为

$$C_n = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{\rho}{n} \mathbf{H}_n \mathbf{H}_n^H \right) \quad (5)$$

由于^[4]

$$\mathbf{H}_n \mathbf{H}_n^H = \mathbf{H}_{n-1} \mathbf{H}_{n-1}^H + \mathbf{h}_j \mathbf{h}_j^H \quad (6)$$

其中 \mathbf{H}_{n-1} 表示在第 $(n-1)$ 步得到的 $N_R \times (n-1)$ 矩阵, 则式(5)可以写成为

$$C_n = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{\rho}{n} \mathbf{H}_{n-1} \mathbf{H}_{n-1}^H \right) + \log_2 \left[1 + \frac{\rho}{n} \mathbf{h}_j^H \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{\rho}{n} \mathbf{H}_{n-1} \mathbf{H}_{n-1}^H \right)^{-1} \mathbf{h}_j \right] \quad (7)$$

考察式(7)右边的第1项, 将其记为 C' , 并可进一步表示为

$$C' = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{\rho}{n-1} \mathbf{H}_{n-1} \mathbf{H}_{n-1}^H \right) + \log_2 \det \left[\mathbf{I}_{N_R} - \frac{\rho}{n(n-1)} \mathbf{H}_{n-1}^H \cdot \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{\rho}{n-1} \mathbf{H}_{n-1} \mathbf{H}_{n-1}^H \right)^{-1} \mathbf{H}_{n-1} \right] \quad (8)$$

根据式(7)和式(8), 式(5)可写作

$$C_n = C_{n-1} + \log_2 \det \left[\mathbf{I}_{N_R} - \frac{\rho}{n(n-1)} \mathbf{H}_{n-1}^H \right. \\ \left. \cdot \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{\rho}{n-1} \mathbf{H}_{n-1} \mathbf{H}_{n-1}^H \right)^{-1} \mathbf{H}_{n-1} \right] \\ + \log_2 \left[\left(1 + \frac{\rho}{n} \mathbf{h}_j^H \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{\rho}{n} \mathbf{H}_{n-1} \mathbf{H}_{n-1}^H \right)^{-1} \mathbf{h}_j \right) \right] \quad (9)$$

观察式(9)的右边,第2项表示在增加一根天线之后,由于要保持发送的总功率不变,且功率在各个天线上平均分配前提下,所引起的前 $(n-1)$ 根天线上信道容量的减少量;而第3项表示增加第 n 根天线之后,由该天线所引起的信道容量的增加量。两者的和表示当增加第 n 根天线之后,所引起的信道容量的净增加量。

令

$$\mathbf{B}_n = \left(\mathbf{I}_n + \frac{\rho}{n} \mathbf{H}_{n-1} \mathbf{H}_{n-1}^H \right)^{-1}, \mathbf{A}_n = \left(\mathbf{I}_n + \frac{\rho}{n+1} \mathbf{H}_{n-1} \mathbf{H}_{n-1}^H \right)^{-1},$$

根据Sherman-Morrison公式^[9],有

$$\mathbf{B}_{n+1} = \left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{\rho}{n+1} \mathbf{H}_n \mathbf{H}_n^H \right)^{-1} \\ = \mathbf{A}_n + \frac{\rho}{n+1} \mathbf{A}_n \mathbf{h}_j \left(1 - \frac{\rho}{n+1} \mathbf{h}_j^H \mathbf{A}_n \mathbf{h}_j \right)^{-1} \mathbf{h}_j^H \mathbf{A}_n \quad (10)$$

由此,式(9)可以表示为

$$C_n = C_{n-1} + \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{n} \mathbf{h}_j^H \mathbf{B}_n \mathbf{h}_j \right) \\ + \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{n-1} - \frac{\rho}{n(n-1)} \mathbf{H}_{n-1}^H \mathbf{B}_{n-1} \mathbf{H}_{n-1} \right) \quad (11)$$

在高信噪比条件下, $\rho \gg 1$, 基于式(2), 信道容量可以近似为^[5]

$$C_n \approx \min(r_{\mathbf{H}}, n) \log_2 \left(\frac{\rho}{n} \right) + \sum_{i=1}^{\min(r_{\mathbf{H}}, n)} \lambda_i^2 \quad (12)$$

观察式(12)右边,当 $n \leq r_{\mathbf{H}}$ 且 $\lambda_n \geq 1$ 时,第1项和第2项均随着发送天线数的增加而增加;当 $n \leq r_{\mathbf{H}}$ 且 $\lambda_n < 1$ 时,第1项随着发送天线数的增加而增加,第2项随着发送天线数的增加而减小,如果第2项得到的增加量不能抵消第1项带来的减小量时,那么可以依赖于较少的天线来得到较大的容量; $n > r_{\mathbf{H}}$ 时,第1项随着发送天线数的增加而减小,第2项随着发送天线数的增加而不变,此时应该使用较少的天线来得到较大的容量。考虑到本文的算法中,每步是选择对容量贡献最大的天线加入集合中,因此 \mathbf{H} 矩阵的奇异值在很大程度上是降序排列。在本文的算法中,可以 $C_{n-1} > C_n$ 作为终止天线选择过程的判据,同时将选择的 $(n-1)$ 根天线反馈给发送端。算法步骤可以描述为:

(1)初始化集合 $J = \{1, 2, \dots, N_T\}$, 对应可供选择的 N_T 根天线, 信道矩阵的列向量可表示为 $\mathbf{h}_j, j \in J$; $\mathbf{H}_0 = \mathbf{0}$, $C_0 = 0$, $\mathbf{B}_0 = \mathbf{A}_0 = \mathbf{I}_{N_R}$; $n = 0$;

(2) $n = n + 1$, 计算 \mathbf{B}_n ;

(3)对于所有的 $j \in J$, 根据式(11), 计算 $\alpha_j = \mathbf{h}_j^H \mathbf{B}_n \mathbf{h}_j$, 得到具有最大度量值的序号 j_{\max} , 即 $j_{\max} = \arg \max_{j \in J} \alpha_j$;

(4)根据 \mathbf{B}_{n-1} , \mathbf{B}_n 和选定的 j_{\max} , 根据式(11)计算信道容量 C_n ;

(5)如果 $C_n > C_{n-1}$ 时, 执行步骤(6), 否则执行步骤(9);

(6)将矩阵 \mathbf{H} 的第 j_{\max} 列 $\mathbf{h}_{j_{\max}}$ 加入到矩阵 \mathbf{H}_{n-1} 中, 得到 \mathbf{H}_n , 同时从集合 J 中剔除元素 j_{\max} , 即 $J = J - \{j_{\max}\}$;

(7)根据 \mathbf{H}_n , 计算 \mathbf{A}_n ;

(8)如果 $n < N_T$ 时, 返回步骤(2), 否则执行步骤(9);

(9)输出选择的天线子集, 可表示为 $\{1, 2, \dots, N_T\} - J$ 。

在上述的算法步骤中, 复杂度主要集中在第(2), 第(3), 第(4)和第(7)步上, 在以下的分析中, 以复数乘法的次数作为复杂度的指示。第(2)步 \mathbf{B}_n 的求解主要决定于矩阵的相乘和 $N_R \times N_R$ 矩阵的求逆, 复杂度为 $\mathcal{O}(N_R^3)$; 第(3)步 α_j 的计算涉及的复杂度为矩阵的相乘, 复杂度为 $\mathcal{O}(N_R^2)$; 第(4)步 C_n 的计算主要涉及矩阵的相乘, 其复杂度为 $\mathcal{O}(N_R^2 \cdot n + N_R \cdot n^2 + n^3)$; 第(7)步 \mathbf{A}_n 的求解主要决定于 $N_R \times (n-1)$ 矩阵与 $(n-1) \times N_R$ 的矩阵相乘, 及 $N_R \times N_R$ 矩阵的求逆, 复杂度为 $\mathcal{O}(N_R^2 \cdot n + N_R^3)$ 。故总的复杂度为 $\mathcal{O}(n^3 + N_R \cdot n^2 + N_R^2 \cdot n + N_R^3)$ 。文献[5]在进行发送天线子集选择的情况下, 总的复杂度可以表示为 $\mathcal{O}(\max(N_T, N_R) \cdot N_R \cdot L_T)$ 。本文提出的动态算法与之相比, 复杂度的阶数基本相当, 但是考虑到在选择不同数目的天线子集时, 还必须引入一定的比较与计算, 因此本文提出算法的复杂度略高。

4 仿真结果

考虑接收天线数为4, 可提供的发送天线数为4, 从中选取 $1 \leq L_T \leq 4$ 根发送天线进行数据传输的情形。假定信道为Rayleigh平衰落信道和完全不相关的发送/接收天线矩阵。为了描述ST-ABICM系统的性能, 信道编码采用码率为1/2的并行级联卷积(Turbo)码, 其分量码均具有记忆长度2, 反馈多项式为 $G_R(D) = 1 + D + D^2$, 前馈多项式为 $G_F(D) = 1 + D^2$ 。长度为1024bit的信息比特帧经过信道编码、交织和自适应星座映射后在多天线上发送。MIMO检测/Turbo译码循环采用了8次迭代, Turbo码内部进行了4次迭代。所有的交织器均为伪随机交织器, 未采取措施来优化其设计。为了保证在选择不同发送天线的情况下, 传输的数据速率相同, 即4bit/每信道利用(PCU), 对各天线上传输的调制方式进行了适配: 在选取的天线数目分别为1, 2, 3和4时, 相应的调制方式分别为256QAM, 16QAM-16QAM, 8QAM-8QAM-QPSK和QPSK-QPSK-QPSK-QPSK。

MIMO检测根据式(3), 采用MAP检测, 由于其需要测试的序列数目随着发送天线数和调制星座大小呈指数增长。仿真中采纳了文献[10]提出的迭代树型搜索算法, 它实际上是广度优先算法, 在沿着树型路径的搜索过程中, 只保留 M 条具有较优度量的路径, 并依赖于这些路径来生成外信息 $L_E(\mathbf{x})$ 。尽管在性能上有所损失, 但计算的复杂度大为降低, 特别是在多发送天线和大调制星座的情形下。文中仿真采用 $M = 32$ 。

图 2 给出了在非相关信道条件下, 有、无天线选择和采用“注水”法进行最优功率分配时的信道容量。“注水”法可以达到最优的信道容量, 动态的天线选择算法次优。从整个 SNR 的范围内看, 静态选取不同的天线数目在容量曲线上存在着交叉, 而本文提出的动态天线选择算法可以有效地捕捉到这些变化, 使得在整个 SNR 范围内均可以达到容量优于静态算法。

图 3 描述了在非相关信道条件下, 通过天线选择构造的 ST-ABICM 系统的性能。在采用静态天线选择算法时, 对于较低的 E_b/N_0 ($\leq 2.5\text{dB}$), 2 发射天线性能最优, 3 发射天线次之, 4 发射天线再次之, 1 发射天线最差; 对于较高的 E_b/N_0 ($> 3\text{dB}$), 4 发射天线性能最优, 3 发射天线次之, 2 发射天线再次之, 1 发射天线最差。而动态的算法在整个 E_b/N_0 范围内, 能有效地得到较优的天线子集选取, 始终获得比静态算法更好的性能。

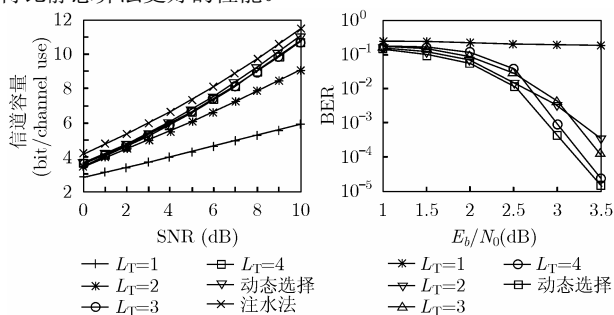


图 2 不同天线子集选择及“注水”条件下的信道容量

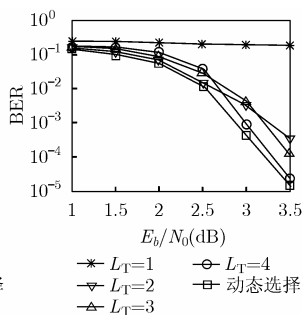


图 3 不同天线子集选择下 ST-ABICM 系统的误比特性能

5 结束语

在移动通信系统中, 双工信道使得利用反向信道传输部分信道状态信息成为可能。本文提出了一种动态的天线选择算法, 它以最大化信道容量为目标, 在接收端引入一定的计算, 得到一组发送天线子集和各发送天线相应采纳的调制星座, 反馈给发送端。另外, 还将该算法融入比特交织编码调制技术, 构造了 ST-ABICM 系统。基于 MAP 准则, 利用迭代检测/译码以实践可行的计算复杂度获得了接近 ML 译码的性能。仿真结果亦证实了这种自适应的方案比 ST-BICM 系统有了较大的性能改善。

参考文献

[1] Foschini G J and Gans M J. On limits of wireless

communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Personal Communications*, 1998, 6(3): 311–335.

- [2] Telatar E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels. *European Trans. on Telecommunications*, 1999, 10(6): 585–595.
- [3] Yu H, Kim M S, and Jeon T, *et al.* Transmit antenna selection for MIMO systems with V-BLAST type detection. Proceedings of 2004 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems, Seoul, South Korea, 2004: 634–638.
- [4] Gorokhov A. Antenna selection algorithms for MEA transmission systems. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, Orlando, FL, 2002, (3): 2857–2860.
- [5] Gharavi A M and Gershman A B. Fast antenna subset selection in MIMO system. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2004, 52(2): 339–347.
- [6] Haykin S, Sellathurai M, and De Jong Y L C. Turbo-MIMO for wireless communications. *IEEE Communications Magazine*, 2004, 42(10): 48–53.
- [7] Wang X and Poor H V. Iterative (Turbo) soft interference cancellation and decoding for coded CDMA. *IEEE Trans. on Communications*, 1999, 47(7): 1046–1061.
- [8] Hochwald B M and Ten Brink S. Achieving near-capacity on a multiple-antenna channel. *IEEE Trans. on Communications*, 2003, 51(3): 389–399.
- [9] Golub G H and Van Loan C F. *Matrix Computations*, 3rd Edition. Baltimore, MD: Johns Hopkins, 1996: 51.
- [10] De Jong Y L C and Willink T J. Iterative tree search detection for MIMO wireless systems. *IEEE Trans. on Communications*, 2005, 53(6): 930–935.

郑武: 男, 1972年生, 博士生, 研究方向为无线通信、空时信号处理和编码。

张海滨: 男, 1970年生, 副教授, 研究方向为移动通信和个人通信。

宋文涛: 男, 1936年生, 教授, 研究方向为移动通信和个人通信。

刘兴钊: 男, 1962年生, 教授, 研究方向为阵列信号处理和通信。