

基于迭代信道软信息的编码 MIMO 检测

徐 璿 陶小峰 张 平

(北京邮电大学电信工程学院 北京 100876)

(泛网无线通信教育部重点实验室(北京邮电大学) 北京 100876)

摘 要: 该文针对编码 MIMO 系统, 分析了 MIMO 检测过程中串行干扰消除引入的误差传播对软解调的影响, 同时, 借鉴软符号干扰消除的思想, 推导出该系统中迭代信道软信息(Iterative Channel Soft Information, ICSI)的计算方法, 并证明了该信道软信息等价于信道矩阵广义逆的行范数的倒数。理论分析及仿真表明, 该文所述基于 ICSI 的编码 MIMO 检测算法可以在不增加任何额外运算量的前提下, 显著改善编码 MIMO 系统的性能。

关键词: 编码 MIMO 系统; 软解调; 误差传播; 软符号干扰消除; 迭代信道软信息

中图分类号: TN914

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)01-0057-04

Coded MIMO Detection Based on Iterative Channel Soft Information

Xu Jin Tao Xiao-feng Zhang Ping

(School of Telecommunication Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

(Key Laboratory of Universal Wireless Communications (BUPT), Ministry of Education, Beijing 100876, China)

Abstract: In this paper, the influence of error propagation on soft demodulation in coded MIMO system is analyzed in detail. Besides, based on the thought of soft symbol interference cancellation, Iterative Channel Soft Information (ICSI) for coded MIMO system is further deduced and proved to have the same form as the inverse of row norm of Moore-Penrose inverse of channel matrix. Theoretical analysis and simulation results indicate that the proposed coded MIMO detection algorithm based on ICSI could improve the system performance effectively without additional calculation complexity.

Key words: Coded MIMO system; Soft demodulation; Error propagation; Soft symbol interference cancellation; Iterative channel soft information

1 引言

近年来, 随着移动通信技术的不断发展, 人们对高速率、高质量的业务需求显著增长, 与此同时, 急剧增加的用户数与有限频谱资源之间的矛盾日益突出, 如何提高系统的频谱利用率成为未来移动通信亟待解决的关键问题之一^[1]。在下一代移动通信系统^[2]的研究开发过程中, 多发多收(Multiple Input Multiple Output, MIMO)技术以其能有效增加信道容量、提高无线频谱利用率的特点而备受关注^[3,4]。然而, 多天线传输与单天线传输相比, 必然会引入天线间干扰, 降低传输的可靠性。信道编码与多天线技术的结合, 能够充分利用前者较强的纠错能力^[5], 在提供高速数据传输的同时保证系统性能, 一定程度上可解决该问题。

当前, 在信道编码与多天线技术的结合方面, 许多学者已展开研究, 其中, MIMO 迭代接收机^[6]将信道译码输出的

外信息反馈到 MIMO 检测模块, 并进行多次迭代干扰消除及循环级联译码, 显著改善了编码 MIMO 系统的性能。然而, 在实际应用过程中, 迭代接收机的复杂度往往较高且译码时延较长, 不利于硬件实现。另一种编码 MIMO 系统的考虑是简单地将信道编码与 MIMO 技术在链路中加以结合, 但其由于在接收端实时提供的软解调信息不够精确, 使得系统性能不太理想。

针对上述问题, 本文首先分析了 MIMO 检测过程中串行干扰消除引入的误差传播对软解调的影响, 在此基础上, 借鉴软符号干扰消除的思想, 通过逐级计算符号估计的等效高斯模型中噪声分量的方差, 提出了基于迭代信道软信息的编码 MIMO 检测算法。理论分析及仿真结果表明, 该算法可以在不增加任何额外运算量的前提下, 有效提升编码 MIMO 系统的性能。

本文其他部分内容安排如下: 第 2 节介绍编码 MIMO 系统模型; 第 3 节通过符号估计的信号模型分析, 推导出基于迭代信道软信息的编码 MIMO 检测算法; 第 4 节针对该算法进行了复杂度分析; 第 5 节给出 Monte Carlo 仿真结果; 最后是本文的结论部分。

2007-07-16 收到, 2008-01-27 改回

国家自然科学基金(60702051), 国家 863 计划项目(2006AA01Z260, 2007AA01Z261)和教育部新世纪优秀人才支持计划(NCET-05-0116)资助课题

2 系统模型

贝尔实验室垂直分层空时码(Vertical Bell Lab Layered Space Time Code, V-BLAST)是 MIMO 系统常用的基于空间复用的空时编码结构^[7,8],其通过简单的串并变换实现多路数据的并行传输,有效提高了频谱效率。本文着重研究基于 V-BLAST 的编码 MIMO 系统,所考虑的系统模型如图 1 所示。设系统中共有 M 根发送天线, N 根接收天线($M \leq N$)。在该模型中,输入数据首先进行信道编码和交织,而后经过调制及串并变换在不同的天线上并行发送,接收端在 MIMO 检测模块的出口输出估计的软符号 \hat{s}_m , ($m = 1, 2, \dots, M$) 及各符号对应的信道软信息(用于软解调的信道信息) F_m , ($m = 1, 2, \dots, M$),经软解调模块计算出每比特的对数似然比(Log-Likelihood Ratio, LLR)后,通过解交织与信道译码器即可获得输入数据的估计值。

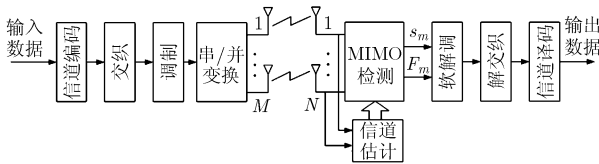


图 1 编码 MIMO 系统模型

假设编码 MIMO 系统的发送信号为 $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_M]^T$, 接收信号为 $\mathbf{r} = [r_1, r_2, \dots, r_N]^T$, 加性高斯白噪声为 $\mathbf{n} = [n_1, n_2, \dots, n_N]^T$, 若以 $\mathbf{H} = (h_{nm})_{N \times M}$ 表示平坦瑞利衰落信道的转移矩阵, 其中 h_{nm} ($n = 1, 2, \dots, N; m = 1, 2, \dots, M$) 为发送天线 m 到接收天线 n 的信道转移特性, 服从均值为 0, 方差为 1 的独立同分布复高斯过程, 则 MIMO 系统的传输模型可表示为

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (1)$$

3 基于 ICSI 的编码 MIMO 检测

编码 MIMO 系统将 MIMO 技术与信道编码技术相结合, 在保证系统性能的同时提高整个链路的数据传输速率。本节针对该系统架构, 对 MIMO 检测时符号估计的信号模型进行分析, 借鉴软符号干扰消除的思想逐级迭代求解等效高斯模型中的噪声分量方差, 并在此基础上推导出基于 ICSI 的编码 MIMO 检测算法, 进一步提升系统性能, 确保链路的可靠传输。

3.1 符号估计的信号分析

针对采用 V-BLAST 结构的 MIMO 系统, Golden 等人提出的迫零串行干扰删除 (Zero-Forcing Successive Interference Cancellation, ZF-SIC) 算法^[9]作为较经典的检测算法之一, 以其运算简便、性能良好等优势而得到广泛的应用。该算法在检测某根发送天线的符号之前删除已检测出天线上符号的相应干扰, 并以该发送天线对应的迫零向量对干扰删除后的接收信号进行加权处理。若设 $\mathbf{k} = [k_1, k_2, \dots, k_M]$ 为采用 ZF-SIC 算法时的天线检测顺序, 且多天线串行迭代

检测过程基于软符号干扰消除的方式, 则各发送天线上的估计符号可表示为

$$\hat{s}_{k_m} = \mathbf{w}_{k_m} \mathbf{r}^{(m)} = s_{k_m} + \mathbf{w}_{k_m} \left(\sum_{n=1}^{m-1} \mathbf{H}_{k_n} (s_{k_n} - \hat{s}_{k_n}) \right) + \mathbf{w}_{k_m} \mathbf{n}, \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (2)$$

其中 \mathbf{H}_{k_m} 表示 \mathbf{H} 的第 k_m 列向量; \mathbf{w}_{k_m} 表示第 k_m 根发送天线对应的迫零向量; $\mathbf{r}^{(m)}$ 表示第 m 次干扰删除后的接收信号。

式(2)表示的检测结果由原始发送符号、已估出符号的残余干扰和加性高斯白噪声分量组成。其中, 后两项均为高斯分布随机变量^[10], 因此, 检测结果可进一步看作发送符号经过等效加性高斯信道的结果^[11], 其模型可表示为

$$\hat{s}_{k_m} = s_{k_m} + \eta_m \quad (3)$$

其中 η_m 表示第 k_m 根发送天线上符号估计的等效加性高斯噪声分量。

3.2 迭代信道软信息

在编码 MIMO 系统中, 接收端在 MIMO 检测之后、信道译码之前需进行软解调^[11], 即根据 MIMO 检测时符号估计的等效高斯模型, 计算各估计符号对应码比特的 LLR, 并以此 LLR 信息作为后续信道译码器中各比特对应的判决信息, 从而提高整个链路的数据检测精度。

在进行软解调的过程中, MIMO 检测等效高斯模型的方差是计算 LLR 的重要参数。其中, 体现信道时变特性的部分可看作各发送天线上估计符号对应的信道软信息。若不考虑 MIMO 检测过程中串行干扰删除引入的误差传播, 即假定各级检测结果均正确, 则式(2)可简化为

$$\hat{s}_{k_m} = \mathbf{w}_{k_m} \mathbf{r}^{(m)} = s_{k_m} + \mathbf{w}_{k_m} \mathbf{n} \quad (4)$$

对照式(3)给出的符号估计等效高斯模型, 此时有 $\text{Var}\{\hat{s}_{k_m}\} = \|\mathbf{w}_{k_m}\|^2 \sigma_n^2$, 其中 σ_n^2 为系统中加性高斯白噪声的方差。若以 F_{k_m} 表示估计符号 \hat{s}_{k_m} 对应的信道软信息, 则 $F_{k_m} = 1/\|\mathbf{w}_{k_m}\|^2$, 即为对应各发送天线的迫零向量的行范数的倒数。

然而, 在实际的 MIMO 检测过程中, 误差传播的影响不可忽略, 此时, 依据 3.1 节给出的检测顺序将式(2)展开, 可得各发送天线的符号估计如下:

$$\left. \begin{aligned} \hat{s}_{k_1} &= s_{k_1} + \mathbf{w}_{k_1} \mathbf{n} \\ \hat{s}_{k_2} &= s_{k_2} + \left(\mathbf{w}_{k_2} - \mathbf{w}_{k_2} \mathbf{H}_{k_1} \mathbf{w}_{k_1} \right) \mathbf{n} \\ \hat{s}_{k_3} &= s_{k_3} + \left[\mathbf{w}_{k_3} - \mathbf{w}_{k_3} \mathbf{H}_{k_1} \mathbf{w}_{k_1} - \mathbf{w}_{k_3} \mathbf{H}_{k_2} \left(\mathbf{w}_{k_2} - \mathbf{w}_{k_2} \mathbf{H}_{k_1} \mathbf{w}_{k_1} \right) \right] \mathbf{n} \\ &\dots \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

若令上述各等式右边第 2 项与噪声相乘的部分为 \mathbf{p}_{k_m} , 则

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{p}_{k_1} &= \mathbf{w}_{k_1} \\ \mathbf{p}_{k_2} &= \mathbf{w}_{k_2} - \mathbf{w}_{k_2} \mathbf{H}_{k_1} \mathbf{w}_{k_1} = \mathbf{w}_{k_2} - \mathbf{w}_{k_2} \mathbf{H}_{k_1} \mathbf{p}_{k_1} \\ \mathbf{p}_{k_3} &= \mathbf{w}_{k_3} - \mathbf{w}_{k_3} \mathbf{H}_{k_1} \mathbf{w}_{k_1} - \mathbf{w}_{k_3} \mathbf{H}_{k_2} \left(\mathbf{w}_{k_2} - \mathbf{w}_{k_2} \mathbf{H}_{k_1} \mathbf{w}_{k_1} \right) \\ &= \mathbf{w}_{k_3} - \mathbf{w}_{k_3} \mathbf{H}_{k_1} \mathbf{p}_{k_1} - \mathbf{w}_{k_3} \mathbf{H}_{k_2} \mathbf{p}_{k_2} \\ &\dots \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

可见 \mathbf{p}_{k_m} ($m = 1, 2, \dots, M$) 是一个迭代的行向量, 其可在 MIMO 检测过程中求解各发送天线对应迫零向量的同时循环得到, 通用表达式如下:

$$\mathbf{p}_{k_m} = \mathbf{w}_{k_m} - \sum_{n=1}^{m-1} \mathbf{w}_{k_n} \mathbf{H}_{k_n} \mathbf{p}_{k_n}, \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (7)$$

结合式(5)~(7)可知, 考虑到 MIMO 检测过程中串行干扰删除引入的误差传播, 符号估计等效高斯模型的方差为 $\text{Var}\{\hat{s}_{k_m}\} = \|\mathbf{p}_{k_m}\|^2 \sigma_n^2$, 相应地, $F_{k_m} = 1/\|\mathbf{p}_{k_m}\|^2$, 即为迭代向量 \mathbf{p}_{k_m} 的行范数的倒数。

3.3 软解调中比特 LLR 的计算

若设发送符号 s_{k_m} 对应的比特向量为 $[b_{k_m,1}, b_{k_m,2}, \dots, b_{k_m,J}]$, $J \triangleq \log_2 |\Omega_S|$ (其中 Ω_S 为星座符号的集合, $|\cdot|$ 表示集合的势, 即集合中元素的个数), 则基于 3.1 节符号估计的等效高斯模型及 3.2 节推导的迭代信道软信息, 可得软解调输出 $b_{k_m,j}$ 对应的后验 LLR 为^[11]

$$L(b_{k_m,j}) = \log \frac{\sum_{s_i \in S_j^+} \exp \left(-\frac{|\hat{s}_{k_m} - S_i|^2}{\sigma_n^2 / F_{k_m}} + \sum_{j' \neq j} \frac{B_{i,j'}}{2} \lambda(b_{k_m,j'}) \right)}{\sum_{s_i \in S_j^-} \exp \left(-\frac{|\hat{s}_{k_m} - S_i|^2}{\sigma_n^2 / F_{k_m}} + \sum_{j' \neq j} \frac{B_{i,j'}}{2} \lambda(b_{k_m,j'}) \right)} + \lambda(b_{k_m,j}) \quad (8)$$

其中

$$\lambda(b_{k_m,j}) \triangleq \log \frac{P(b_{k_m,j} = 1)}{P(b_{k_m,j} = 0)} \quad (9)$$

此处 $S_i \in \Omega_S$ 且可表示为二进制比特向量形式 $S_i = [B_{i,1}, B_{i,2}, \dots, B_{i,J}]$, S_j^+ 和 S_j^- 分别表示第 j 个二进制比特等于 1 或 0 的复数码符号集合。

4 复杂度分析

本节将利用求解信道矩阵广义逆的 Greville 有限迭代法^[12]分析上述迭代信道软信息的计算复杂度。设 $\mathbf{H}' = [\mathbf{H}_{k_1}, \mathbf{H}_{k_2}, \dots, \mathbf{H}_{k_M}]$ 表示将信道矩阵各列按照发送天线的检测顺序重新排列后的矩阵, 则 \mathbf{w}_{k_m} ($m = 1, 2, \dots, M$) 为 \mathbf{H}' 各列对应的迫零向量, 满足

$$\mathbf{w}_{k_m} \mathbf{H}_{k_n} = \begin{cases} 1, & m = n \\ 0, & m < n \end{cases} \quad (10)$$

若进一步设 $\mathbf{A}_m = [\mathbf{H}_{k_{M-m+1}}, \mathbf{H}_{k_{M-m+2}}, \dots, \mathbf{H}_{k_M}]$ 为 \mathbf{H}' 的后 m 列组成的矩阵, $(\mathbf{A}_m)^\dagger$ 表示 \mathbf{A}_m 的 Moore-Penrose 广义逆, 则采用 Greville 有限迭代法求解 \mathbf{H}' 的广义逆矩阵的过程如下^[12]:

$$\left. \begin{aligned} m = 1, 2, \dots, M \\ \mathbf{d}_m = (\mathbf{A}_{m-1})^\dagger \mathbf{H}_{k_{M-m+1}} \\ \mathbf{c}_m = \mathbf{H}_{k_{M-m+1}} - \mathbf{A}_{m-1} \mathbf{d}_m \\ \mathbf{a}_m^H = \begin{cases} (\mathbf{c}_m)^\dagger, & \mathbf{c}_m \neq 0 \\ (1 + \mathbf{d}_m^H \mathbf{d}_m)^{-1} \mathbf{d}_m^H (\mathbf{A}_{m-1})^\dagger, & \mathbf{c}_m = 0 \end{cases} \\ (\mathbf{A}_m)^\dagger = \begin{bmatrix} (\mathbf{A}_{m-1})^\dagger - \mathbf{d}_m \mathbf{a}_m^H \\ \mathbf{a}_m^H \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

结合式(10), 式(11)可知, 在采用 Greville 有限迭代法由 \mathbf{H}' 的最后一列开始向前迭代求解其广义逆矩阵时, 中间变量 \mathbf{a}_m^H 对应于各发送天线的迫零向量 \mathbf{w}_{k_m} , 有 $\mathbf{a}_m^H = \mathbf{w}_{k_{M-m+1}}$ ($m = 1, 2, \dots, M$)。将式(11)逐级展开并化简, 可得 $(\mathbf{H}')^\dagger = (\mathbf{A}_M)^\dagger =$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{w}_{k_M} (\mathbf{I} - \mathbf{H}_{k_{M-1}} \mathbf{w}_{k_{M-1}}) (\mathbf{I} - \mathbf{H}_{k_{M-2}} \mathbf{w}_{k_{M-2}}) \cdots (\mathbf{I} - \mathbf{H}_{k_1} \mathbf{w}_{k_1}) \\ \mathbf{w}_{k_{M-1}} (\mathbf{I} - \mathbf{H}_{k_{M-2}} \mathbf{w}_{k_{M-2}}) \cdots (\mathbf{I} - \mathbf{H}_{k_1} \mathbf{w}_{k_1}) \\ \vdots \\ \mathbf{w}_{k_2} (\mathbf{I} - \mathbf{H}_{k_1} \mathbf{w}_{k_1}) \\ \mathbf{w}_{k_1} \end{bmatrix} \quad (12)$$

若设 $\mathbf{g}_m = (\mathbf{H}')^\dagger_m$ 表示 \mathbf{H}' 的广义逆矩阵的第 m 行, 则有

$$\mathbf{g}_m = \mathbf{w}_{k_{M-m+1}} \prod_{n=m+1}^M (\mathbf{I} - \mathbf{H}_{k_{M-n+1}} \mathbf{w}_{k_{M-n+1}}), \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (13)$$

将式(7)表示的迭代向量进一步展开合并, 可得 \mathbf{p}_{k_m} 的另一种通用表达式:

$$\mathbf{p}_{k_m} = \mathbf{w}_{k_m} \prod_{n=m-1 \rightarrow 1} (\mathbf{I} - \mathbf{H}_{k_n} \mathbf{w}_{k_n}), \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (14)$$

对比式(13), 式(14), 可知 $\mathbf{p}_{k_m} = \mathbf{g}_{M-m+1}$, 又由于信道矩阵列向量的换序排列并不影响其广义逆矩阵中行向量的求解结果, 因此, 对应各发送天线上估计符号 \hat{s}_{k_m} 的迭代信道软信息为 $F_{k_m} = 1/\|\mathbf{g}_{M-m+1}\|^2$, 即信道矩阵广义逆的行范数的倒数。

考虑到求解迭代信道软信息的行向量可以在 MIMO 检测的过程中间接得到, 并不需要单独进行计算, 因此, 与基于式(4)的传统信道软信息 (Conventional Channel Soft Information, CCSI) 相比, 迭代信道软信息的计算不会增加额外的运算复杂度, 两者均需要 $2MN$ 次实数乘法运算和 $M(2N-1)$ 次实数加法运算。

5 仿真结果

为验证本文所提出的基于迭代信道软信息的编码 MIMO 检测算法, 在 COSSAP 平台上进行了如下仿真。假定系统具有严格的定时同步, 不同收发天线之间为独立平坦瑞利衰落信道且信道估计为理想的。采用 Turbo 码作为信道编码方案, 考察基于不同信道软信息的编码 MIMO 系统性能, 具体仿真参数如表 1 所示, 其中, Turbo 码的生成多项式参照 3GPP 规范^[13]且编码块长为 5114, 交织方式为随机交织。

图 2 所示为高阶调制 Turbo 编码 MIMO 系统的性能比较。由图中可以看出, 信道编码与 MIMO 技术的结合使得系统误码率 (BER) 随比特能量噪声比 (E_b/N_0) 的增加而迅速降低, 体现出高数据传输速率下良好的性能优势, 且基于 ZF-SIC 算法的 Turbo 编码 MIMO 系统在采用迭代信道软信息计算 LLR 时, 其性能比依据传统信道软信息进行计算有更进一步的改善: 在误码率达到 10^{-4} 时, 16QAM 调制方式

表1 仿真参数

系统参数	数值
载频	3.5GHz
系统带宽	20MHz
信道模型	平坦 Rayleigh 衰落信道
调制方式	16QAM, 64QAM
编码速率	1/3(打孔后 1/2)
多天线收发模式	4(移动台)×8(基站)
MIMO 检测	ZF-SIC

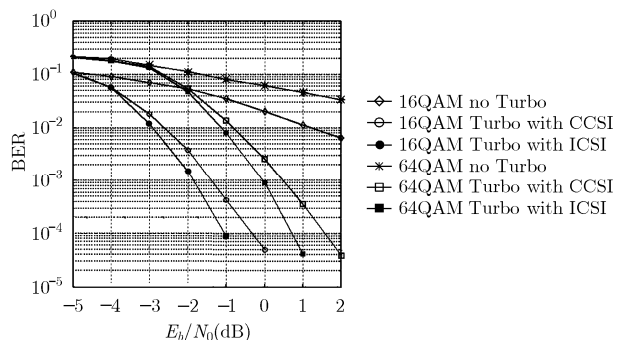


图2 高阶调制 Turbo 编码 MIMO 系统的性能比较

下, 系统性能提升约 0.6dB; 64QAM 调制方式下, 系统性能提升约 0.9dB。由于迭代信道软信息将 MIMO 检测过程中串行干扰剔除引入的误差传播考虑在内, 使得后续软解调模块中每比特 LLR 的计算更加精确, 因此, 其应用可显著提高编码 MIMO 系统的性能, 且调制阶数越高, 效果越明显。

6 结束语

MIMO 技术是下一代移动通信系统可能采用的核心技术之一, 其与信道编码的结合可为未来移动通信的高速可靠传输提供有力支撑。目前, 此领域的各种研究正在如火如荼地进行, 其中, 进一步提高编码 MIMO 系统的性能更是研究中的重点。本文提出了一种基于迭代信道软信息的编码 MIMO 检测算法, 通过分析 MIMO 检测过程中串行干扰剔除引入的误差传播对软解调的影响, 推导出编码 MIMO 系统中迭代信道软信息的计算方法, 提高了软解调时比特 LLR 的计算精度。同时, 本文还利用 Greville 有限迭代法证明了迭代的信道软信息等价于信道矩阵广义逆的行范数的倒数, 其对应向量可在 MIMO 检测过程中间接得到。理论分析及仿真结果表明, 本文所述算法可以在不增加任何额外运算量的前提下显著改善编码 MIMO 系统的性能, 有利于实际系统的开发应用。

参考文献

[1] Recommendation ITU-R M.1645. Framework and overall objectives of the future development of IMT-2000 and system beyond IMT-2000[S], 2003.

[2] Zhang Ping, Tao Xiaofeng, and Zhang Jianhua, *et al.* The

visions from FuTURE beyond 3G TDD. *IEEE Communications Magazine*, 2005, 43(1): 38-44.

[3] Telatar I E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels. *European Trans. on Telecommunications*, 1999, 10(6): 585-595.

[4] 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.

[5] Berrou C and Glavieux A. Near optimum error-correcting coding and decoding: Turbo codes. *IEEE Trans. on Communications*, 1996, 44(10): 1261-1271.

[6] Sellathurai M and Haykin S. Turbo-BLAST for wireless communications: Theory and experiments. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2002, 50(10): 2538-2546.

[7] Foschini G J. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas. *Bell Labs Technical Journal*, 1996, 1(2): 41-59.

[8] Wolniansky P W, Foschini G J, and Golden G D, *et al.* V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel. *IEEE International Symposium on Secure Software Engineering*, Pisa, Italia, 1998: 295-300.

[9] Golden G D and Foschini G J. Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture. *Electron. Letter*, 1999, 35(1): 14-16.

[10] Li Yabo and Xia Xianggen. Iterative demodulation/decoding methods based on Gaussian approximation for Lattice based space-time coded systems. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2006, 5(8): 1976-1983.

[11] 王小东, Poor H V 等. 无线通信系统——信号接收与处理的高级技术. 北京: 电子工业出版社, 2005: 269-275.

Wang Xiao-dong and Poor H V. *Wireless Communication System: Advanced Techniques for Signal Reception*. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2005: 269-275.

[12] 程云鹏, 张凯院, 徐仲等. 矩阵论. 第3版, 西安: 西北工业大学出版社, 2006: 315-319.

Cheng Yun-peng, Zhang Kai-yuan, and Xu Zhong, *et al.* *Matrix Theory*. 3rd Edition, Xi'an: Northwestern Polytechnical University Press, 2006: 315-319.

[13] 3GPP TS 25.222, Multiplexing and channel coding (TDD) (V6.2.0)[S]. 2004.

徐 璿: 女, 1981 年生, 博士生, 研究方向为无线通信系统中的多天线空时编码技术、多用户迭代检测技术及 OFDM 技术等。

陶小峰: 男, 1970 年生, 副教授, 研究方向为宽带无线通信系统与网络。

张 平: 男, 1959 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为宽带无线通信系统与网络。