

V-BLAST 系统中采用发射功率分配的 MMSE 迭代软干扰抵消算法

唐万斌 张亮 李少谦

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 610054)

摘要 作为一种软输入软输出的MIMO检测算法, MMSE迭代软干扰抵消算法在MIMO Turbo接收机中得到广泛的关注。为了进一步改善系统性能,采用链路自适应方案是很好的选择。该文给出变发射功率的MMSE迭代软干扰抵消算法,并采用了一种有效的发射功率分配方案,只需要很少的控制信令,就可以获得较大的误码率性能改善。通过没有信道编译码的链路仿真,在4发4收QPSK调制的V-BLAST系统中,如果误码率要求为 $BER=10^{-3}$,MMSE迭代软干扰抵消检测算法迭代次数为2时,采用推荐的发射功率分配方案比不采用发射功率分配方案的系统性能提高了约2dB,如果调制方式为16QAM,系统性能提高了约6dB。

关键词 V-BLAST, 发射功率分配, MMSE, 软入软出

中图分类号 TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)09-1640-05

MMSE Iterative Soft Interference Cancellation Algorithm Using Transmit Power Allocation Scheme in V-BLAST System

Tang Wan-bin Zhang Liang Li Shao-qian

(National Key Lab. of Communication, University of Electronic Sci. & Tech. of China, Chengdu 610054, China)

Abstract In an achieving near-capacity V-BLAST turbo receiver, Soft-In/Soft-Out (SISO) signal detector is needed. Minimum Mean Square Error (MMSE) iterative soft interference canceller is a popular SISO detector in such system. Link adaptation is a good scheme to improve performance in wireless system. In the paper, a modification of MMSE iterative soft interference cancellation detector is presented for variable transmission power, and an effective transmit power scheme is proposed to decrease Bit Error Rate (BER). This scheme requires small feedback overhead. By simulation of uncoded V-BLAST system with 4 transmit antennas and 4 receive antennas, it is proved that if the performance requirement of $BER=10^{-3}$, the modified V-BLAST system with transmit power allocation outperforms the conventional V-BLAST system about 2dB when QPSK modulation is used and iterative number of detection equals 2. When 16QAM is used, the proposed scheme outperforms the conventional scheme about 6dB.

Key words V-BLAST, Transmit power allocation, MMSE, SISO

1 前言

通过有效的空时处理方法,多输入多输出(MIMO)系统能提供更大的系统容量^[1-3]。因此对空时处理算法的研究成为目前无线通信研究的热点。其中Vertical BLAST(V-BLAST)空时处理方案由于实现简单而备受关注^[4]。目前有大量的文献研究了V-BLAST系统的各种检测算法,包括最大似然检测^[5]、基于迫零和最小均方误差的串行干扰抵消^[5,6]、MMSE迭代软干扰抵消^[7-9]等。其中值得注意的是,为了获得进一步的性能改善,在V-BLAST系统中采用了Turbo接收机的概念,即在软输入软输出检测器和译码器之间交换外信息。作为一种典型的软输入软输出检测算法,MMSE迭代软干扰抵消能有效地消除共天线干扰,充分利用空间分集增益,获得较好的性能,同时实现复杂度适中,所以得到了广泛的关注。

除了采用Turbo接收机技术外,采用链路自适应技术能进

一步提高V-BLAST系统的性能。其中发射功率分配作为一种简单有效的链路自适应技术,需要的信令反馈少。根据不同的系统目标,发射功率分配方案是不同的。一方面,采用注水发射功率分配方案,可以有效地提高系统容量^[10,11],另一方面,采用如文献[12]所述的发射功率分配方案,可以在固定数据速率时,改善误码率性能。

文献[12]针对基于迫零和最小均方误差的串行干扰抵消两种检测算法,给出了两种近似的最优发射功率分配方案,有效地改善了误码率性能。但如果采用MMSE迭代软干扰抵消检测算法,由于多次迭代后信干噪比很难分析得到,所以得不到对应的最优化发射功率分配策略。但是本文给出了修改后的MMSE迭代软干扰抵消检测算法,结合文献[12]给出的发射功率分配方案,通过仿真证明,系统可以获得较大的误码率性能改善。

在本文的第2节,给出了修改后针对变发射功率的MMSE迭代软干扰抵消检测算法;第3节给出了相应的发射功率分配方案;第4节给出了在平坦和频率选择性Rayleigh衰落信道下,不同迭代次数和不同天线数时,QPSK调制和

2004-12-17收到,2005-08-04改回
国家自然科学基金重大项目(60496313),国家863计划项目
(2003AA12331006)和电子科技大学青年基金项目资助课题

16QAM 调制的系统性能; 最后给出本文的结论。

2 采用发射功率分配的 V-BLAST 系统模型

考虑由 N_T 个发射天线, N_R 个接收天线的 V-BLAST 系统, 定义 $\mathbf{s} = [s_1 \cdots s_{N_T}]^T$ 为发射信号矢量, 其中元素 s_i 属于 2^M -ary 复调制信号 $C = \{c_0, \dots, c_{2^M-1}\}$ (如 QPSK 或 16QAM), c_i 对应于一个二进制比特图案 $[c_{i,0}, \dots, c_{i,M}]$, $c_{i,j} \in \{0,1\}$ 。根据接收机的反馈信息, 发射机为数据符号 s_i 分配发射功率 P_i , 各天线的发射功率之和为常数, 满足

$$\sum_{i=1}^{N_T} P_i = P_{\text{Total}} \quad (1)$$

基带等效的接收矢量 $\mathbf{y} = [y_1 \cdots y_{N_R}]^T$, 可以表示为

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{P}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2)$$

其中 $\mathbf{P} = \text{diag}[\sqrt{P_1}, \sqrt{P_2}, \dots, \sqrt{P_{N_T}}]$, \mathbf{H} 为信道参数矩阵:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & \cdots & h_{1,N_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R,1} & \cdots & h_{N_R,N_T} \end{bmatrix} = [\mathbf{h}_1 \cdots \mathbf{h}_{N_T}] \quad (3)$$

3 修改后的 MMSE 迭代软干扰抵消检测算法

不失一般性, 这里只给出检测第 i 个发射天线的数据符号过程。把式(2)展开为

$$\mathbf{y} = \sqrt{P_i} \mathbf{h}_i s_i + \sum_{j=1, j \neq i}^{N_T} \sqrt{P_j} \mathbf{h}_j s_j + \mathbf{n}, \quad i=1, \dots, N_T \quad (4)$$

为了检测发射符号 s_i , 需要计算其他发射符号的均值和方差:

$$E\{s_j\} = \sum_{c_n \in C} c_n P\{s_j = c_n\}, \quad j \in \{1, \dots, i-1, i+1, \dots, N_T\} \quad (5)$$

$$\text{var}\{s_j\} = \left(\sum_{c_n \in C} |c_n|^2 P\{s_j = c_n\} \right) - |E\{s_j\}|^2, \quad j \in \{1, \dots, i-1, i+1, \dots, N_T\} \quad (6)$$

其中 $P\{s_j = c_n\}$ 为先验概率, 在没有迭代时, 可以设为 $1/2^M$; 在迭代时, 先验概率由软入软出检测器或译码器上次迭代的结果得到。

根据式(4)和式(5), 得到干扰抵消后的信号为

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_i &= \mathbf{y} - \sum_{j=1, j \neq i}^{N_T} \sqrt{P_j} \mathbf{h}_j E\{s_j\} \\ &= \sqrt{P_i} \mathbf{h}_i s_i + \sum_{j=1, j \neq i}^{N_T} \sqrt{P_j} \mathbf{h}_j (s_j - E\{s_j\}) + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (7)$$

为了进一步降低残余的共天线干扰, 对 \mathbf{y}_i 再进行 MMSE 滤波, 获得发射符号 s_i 的估计值:

$$\hat{s}_i = \mathbf{w}_i^H \mathbf{y}_i \quad (8)$$

其中 MMSE 滤波器系数 \mathbf{w}_i 为

$$\mathbf{w}_i = P_{s_i} \left[(\mathbf{H}\mathbf{P}) \mathbf{R}_i (\mathbf{H}\mathbf{P})^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_R} \right]^{-1} \mathbf{h}_i \sqrt{P_i} \quad (9)$$

其中 \mathbf{R}_i 为对角矩阵:

$$\mathbf{R}_i = \text{diag}[\text{var}\{s_1\}, \dots, \text{var}\{s_{i-1}\}, P_{s_i}, \text{var}\{s_{i+1}\}, \dots, \text{var}\{s_{N_T}\}] \quad (10)$$

P_{s_i} 为 s_i 的估计功率:

$$P_{s_i} = \sum_{a_n \in A} |a_n|^2 p\{s_i = a_n\} \quad (11)$$

根据文献[7]的结论, MMSE 滤波后残留的干扰和噪声可以很好地进行高斯近似。因此, 可以将 \hat{s}_i 表达为对等的高斯信道形式:

$$\hat{s}_i = \mu_i s_i + \eta_i \quad (12)$$

其中

$$\mu_i = \sqrt{P_i} \mathbf{w}_i^H \mathbf{h}_i \quad (13)$$

而 $\eta_i \sim N_c(0, \sigma_{\eta_i}^2)$, 且

$$\begin{aligned} \sigma_{\eta_i}^2 &= \mathbf{w}_i^H \left[(\mathbf{H}\mathbf{P}) \mathbf{R}_i (\mathbf{H}\mathbf{P})^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_R} \right] \mathbf{w}_i - \mu_i^2 P_{s_i} \\ &= (\mu_i - |\mu_i|^2) P_{s_i} \end{aligned} \quad (14)$$

于是, 可以得到发送符号 s_i 对应于调制符号集中每个待选符号的符号概率:

$$p\{\hat{s}_i | s_i = c_n\} \approx \frac{1}{\pi \sigma_{\eta_i}^2} \exp \left[-\frac{|\mathbf{w}_i^H (\mathbf{y}_i - \mathbf{h}_i c_n)|^2}{\sigma_{\eta_i}^2} \right] \quad (15)$$

其中 $c_n \in C = \{c_0, \dots, c_{2^M-1}\}$, $n=1, \dots, M$ 。

从式(15)可以计算得到调制符号 s_i 中第 k 个比特 $b_{i,k}$ 的比特似然概率:

$$\begin{aligned} \frac{P\{\mathbf{y} | b_{i,k} = 1\}}{P\{\mathbf{y} | b_{i,k} = 0\}} &= \frac{\sum_{c_n, k=1, c_n \in C} P(\hat{s}_i | s_i = c_n)}{\sum_{c_n, k=0, c_n \in C} P(\hat{s}_i | s_i = c_n)} \\ &= \frac{\sum_{c_n, k=1, c_n \in C} \exp \left[\frac{-|\hat{s}_i - \mu_i c_n|^2}{\sigma_{\eta_i}^2} \right]}{\sum_{c_n, k=0, c_n \in C} \exp \left[\frac{-|\hat{s}_i - \mu_i c_n|^2}{\sigma_{\eta_i}^2} \right]} \end{aligned} \quad (16)$$

比特似然概率输出到软输入软输出译码器进行译码, 译码后的比特似然概率再转换为先验符号概率 $P\{s_i = c_n\}$, 作为 MMSE 迭代软干扰抵消检测器的输入, 进行迭代计算, 从而完成 Turbo 接收机的迭代过程。如果没有译码器, 式(15)可以作为先验概率, 在检测器内部进行迭代。如果没有迭代过程, MMSE 迭代软干扰抵消检测器就是传统的 MMSE 滤波器。

4 发射功率分配方案

文献[12]讨论了采用基于迫零和最小均方误差的串行干扰抵消检测算法时的发射功率分配方案。首先, 针对不同的 V-BLAST 检测算法, 分析得到其每个天线的检测后信干噪比, 然后由不同调制方式时信干噪比与误码率的关系, 根据拉格朗日极值法, 获得使误码率最小的发射功率分配方案, 从而获得较大的性能增益。

然而, 从 MMSE 迭代软干扰抵消检测算法, 可以看出经过多次迭代后, 每个天线的检测后信干噪比很难计算得到, 通过分析的方法获得最优化的功率分配方案非常困难。

但是, 在高信干噪比时, 由于基于最小均方误差的串行干扰抵消检测算法和 MMSE 迭代软干扰抵消检测算法对于各天线的误码率性能非常接近, 所以可以把 MMSE 迭代软干扰抵消检测后信干噪比近似为基于最小均方误差的串行干扰抵消检测后信干噪比。

参考文献[12], 并针对发射功率计算可能出现负值进行了修正, 得到如下的发射功率分配方案:

(1) 基于最小均方误差的串行干扰抵消检测算法计算每条支路的检测后信干噪比。

第一步 初始化

$$i \leftarrow 1 \tag{17}$$

$$\mathbf{G}_1 = \mathbf{H}^H (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_N)^{-1} \tag{18}$$

$$k_1 = \arg \max_j \frac{|(\mathbf{G}_1 \mathbf{H})_{jj}|^2}{\sigma_n^2 \|\langle \mathbf{G}_1 \rangle_j\|^2 + \sum_{\ell \neq j} |(\mathbf{G}_1 \mathbf{H})_{j\ell}|^2} \tag{19}$$

第二步 递归计算, 直到 $i = N_T$

$$\mathbf{v}_{k_i} = \langle \mathbf{G}_i \rangle_{k_i} \tag{20}$$

$$A_{k_i} = \frac{\sigma_n^2 \|\mathbf{v}_{k_i}\|^2 + \sum_{\ell \neq k_i} |(\mathbf{v}_{k_i} [\mathbf{H}]_{k_i-1}^T)_{1\ell}|^2}{|(\mathbf{v}_{k_i} [\mathbf{H}]_{k_i-1}^T)_{1k_i}|^2} \tag{21}$$

$$\mathbf{G}_{i+1} = ([\mathbf{H}]_{k_i}^H)^H \left(([\mathbf{H}]_{k_i}) ([\mathbf{H}]_{k_i}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_N) \right)^{-1} \tag{22}$$

$$k_{i+1} = \arg \max_{j \in \{k_1, k_2, \dots, k_i\}} \frac{|(\mathbf{G}_{i+1} [\mathbf{H}]_{k_i}^H)_{jj}|^2}{\sigma_n^2 \|\langle \mathbf{G}_{i+1} \rangle_j\|^2 + \sum_{\ell \neq j} |(\mathbf{G}_{i+1} [\mathbf{H}]_{k_i}^H)_{j\ell}|^2} \tag{23}$$

$$i \leftarrow i + 1 \tag{24}$$

式中的 $\|\cdot\|$ 表示矢量的范数, $\langle \cdot \rangle_j$ 表示矩阵的第 j 行, $[\cdot]_j$ 表示矩阵的第 j 列, $(\cdot)_{ij}$ 表示矩阵的第 i 行第 j 列的元素, $[\cdot]_{k_i}$ 表示把矩阵的第 k_1, \dots, k_i 列置为零后的矩阵。

式(21)中的 A_{k_i} 即为在各天线间等功率发射时, 第 k_i 解调支路的近似信干噪比的倒数。

(2) 根据信干噪比进行功率分配

$$P_{k_i} = -0.625(2^M - 1) A_{k_i} \ln \left(3.125 N_T (2^M - 1) \lambda A_{k_i} \right), \tag{25}$$

$$i = 1, 2, \dots, N_T$$

其中

$$\lambda = \exp \left(- \frac{\frac{1.6 N_T}{2^M - 1} + \sum_{i=1}^{N_T} A_{k_i} \ln \left(3.125 N_T (2^M - 1) A_{k_i} \right)}{\sum_{i=1}^{N_T} A_{k_i}} \right) \tag{26}$$

如果式(25)计算的功率为零或负数, 则说明分配无效,

需要为所有发射天线分配等发射功率。

5 性能仿真

在本节中, 通过仿真比较了在平坦衰落和频率选择性衰落信道中, 不同发射、接收天线数以及不同调制方式下, 采用发射功率分配与没有发射功率分配的 MMSE 软干扰抵消检测算法的性能。图中 ItrNum 指 MMSE 软干扰抵消检测算法的迭代次数, TPA 表示发射天线功率分配方案。

在平坦 Rayleigh 衰落信道的仿真中, 假设最大多普勒频移为 2Hz, 各天线间衰落特性独立, 信道估计为理想情况。图 1, 图 2, 图 3 和图 4 分别给出了在 4 发 4 收和 2 发 2 收时, QPSK 和 16QAM 调制方式下的性能曲线, 图中当迭代次数为零时, 即传统的线性 MMSE 检测算法, 由于其没有采用干扰抵消技术, 所以性能最差; 图中的“without TPA”指在发射端没有采用功率分配算法, 各天线的发射功率相等, 接收端采用本文第 3 节描述的 MMSE 软干扰抵消检测算法; “with TPA”指采用了本文第 4 节描述的发射功率分配方案, 各天线的发射功率根据信道条件变化, 但总功率保持恒定, 接收端采用本文第 3 节描述的 MMSE 软干扰抵消检测算法。

从图 1, 图 2, 图 3 和图 4 可以知道, 当采用了具有干扰抵消功能的 MMSE 软干扰抵消检测算法时, 性能比不采用干扰抵消的检测算法明显改善; 如果进一步利用发射功率方案, 可以增加系统分集增益, 性能进一步得到明显的提高, 例如在 4 发 4 收, QPSK 调制, BER=10⁻⁴时, 采用发射功率分配方案比无发射功率分配方案提高了约 5~6dB, 且性能随着迭代次数的增加而增加。在 2 发 2 收的情况下, 迭代次数超过 1 后, 采用发射功率分配的 MMSE 软干扰抵消检测算法性能增加并不明显, 趋于收敛; 在 4 发 4 收的情况下, 迭代次数超过 2 后, 性能趋于收敛。

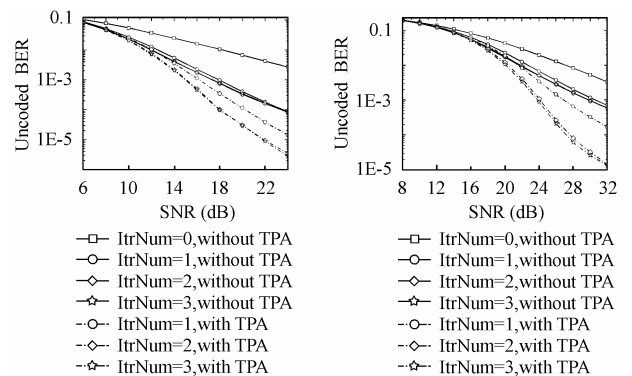


图 1 平坦 Rayleigh 衰落信道下, QPSK 调制时, 4 发 4 收 V-BLAST 系统性能
Fig.1 Performance of 4x4 V-BLAST system(QPSK modulation) in flat Rayleigh fading channels

图 2 平坦 Rayleigh 衰落信道下, 16QAM 调制时, 4 发 4 收 V-BLAST 系统性能
Fig.2 Performance of 4x4 V-BLAST system(16QAM modulation) in flat Rayleigh fading channels

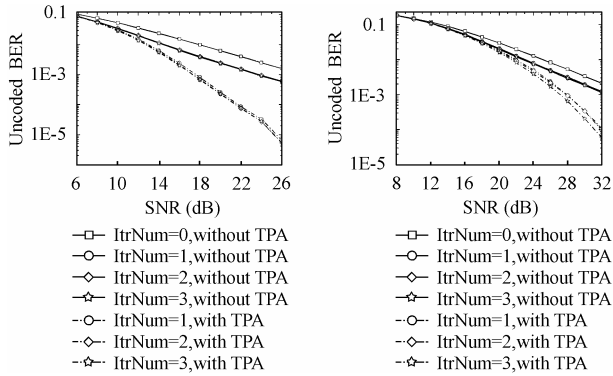


图 3 平坦 Rayleigh 衰落信道下, QPSK 调制时, 2 发 2 收 V-BLAST 系统性能
Fig.3 Performance of 2×2 V-BLAST system(QPSK modulation) in flat Rayleigh fading channels

图 4 平坦 Rayleigh 衰落信道下, 16QAM 调制时, 2 发 2 收 V-BLAST 系统性能
Fig.4 Performance of 2×2 V-BLAST system(16QAM modulation) in flat Rayleigh fading channels

在频率选择性 Rayleigh 衰落信道的仿真中, 采用多载波 OFDM 技术, 仿真条件见表 1。由于多载波调制技术可以把频率选择性衰落信道等效为若干个平坦衰落信道, 所以在各子载波上分别进行本文第 3 节描述的发射功率分配方案, 可以得到图 5 和图 6 的性能曲线。图 5 和图 6 的仿真结果也验证了利用发射功率方案, 可以增加系统分集增益, 性能在干扰抵消检测算法的基础上得到进一步的提高, 例如, QPSK 调制, BER=10⁻³时, 采用发射功率分配方案比无发射功率分配方案提高了约 2~3dB。同样, 迭代次数超过 2 后, 性能趋于收敛。

6 结束语

本文给出了一种采用功率分配的 MMSE 迭代软干扰抵消检测算法, 通过修改后的 MMSE 迭代干扰抵消检测算法, 同时结合基于 MMSE 串行干扰抵消的发射功率分配方案, 通过平坦衰落和频率选择性衰落信道下的仿真证明,

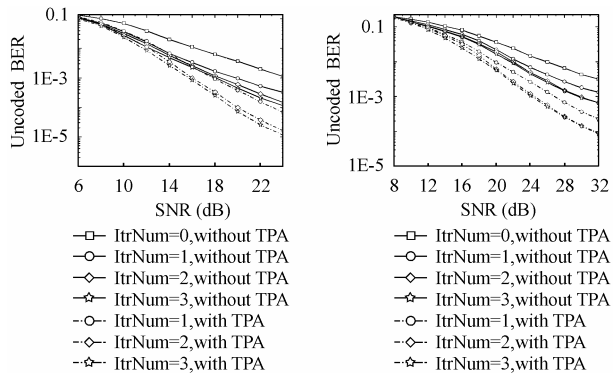


图 5 频率选择性 Rayleigh 衰落信道下, QPSK 调制时 4 发 4 收 V-BLAST 系统性能
Fig.5 Performance of 4×4 V-BLAST system(QPSK modulation) in frequency-selective Rayleigh fading channels

图 6 频率选择性 Rayleigh 衰落信道下, 16QAM 调制时 4 发 4 收 V-BLAST 系统性能
Fig.6 Performance of 4×4 V-BLAST system(16QAM modulation) in frequency-selective Rayleigh fading channels

表 1 频率选择性 Rayleigh 衰落信道仿真条件
Tab.1 Simulation parameters of frequency selective Rayleigh fading channel

Rayleigh fading channel	
信道模型	Cost207, 6 径 (指数功率延迟谱衰落)
发射天线数/ 接收天线数	4/4
载频频率	3.5GHz
信道带宽	20MHz
子载波数	1024
OFDM 符号长度	62μs
循环前缀长度	10.8μs
移动速度	70km/h
信道估计	理想
发射功率分配方案	各子载波独立

系统可以获得较大分集增益, 同时需要的反馈信令开销小。在 4 发 4 收 QPSK 调制的 V-BLAST 系统中, 如果误码率要求为 BER=10⁻³, MMSE 迭代干扰抵消检测算法迭代次数为 2 时, 采用推荐的发射功率分配方案比不采用发射功率分配方案的系统性能提高了约 2dB, 如果调制方式为 16QAM, 系统性能提高了约 6dB。

参考文献

- [1] Foschini G J, Gans M J. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Personal Communication*, 1998, 6(5): 315-335.
- [2] Tarokh V, Naguib A, Seshadri N. Combined array processing and space-time coding. *IEEE Trans. on Information Theory*, 1999, 45(5): 1121-1128.
- [3] Raleigh G G, Cioffi J M. Spatio-temporal coding for wireless communication. *IEEE Trans. on Communications*, 1998, 46(3): 357-366.
- [4] 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. *Proceedings of the URSI International Symposium on Signals, Systems and Electronics*, Pisa, Italy, Sept.-Oct. 1998: 295-300.
- [5] Arogyaswami Paulraj, Rohit Nabar, Dhananjay Gore. *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. United Kingdom: Cambridge University Press, 2003: 121-235.
- [6] Golden G D, Foschini C J, Valenzuela R A, et al. Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture. *Electronics Letters*, 1999, 35(1): 14-16.
- [7] Takumi Ito, Wang Xiaodong, Kakura Yoshikazu, et al. Performance comparison of MF and MMSE combined iterative soft interference canceller and V-BLAST technique in MIMO/OFDM systems. *IEEE Vehicular Technology Conference 2003 Fall*, 2003, 1: 488-492.

- [8] Wautelet Xavier, Dejonghe Antoine, Vandendorpe Luc. MMSE-based fractional Turbo receiver for space-time BICM over frequency-selective MIMO fading channels. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2004, 52(6): 1804–1809.
- [9] Sellathurai Mathini, Haykin Simon. Turbo-BLAST for wireless communications: Theory and experiments. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2002, 50(10): 2538–2546.
- [10] Goldsmith A J, Varaiya P. Capacity of fading channels with channel side information. *IEEE Trans. on Information Theory*, 1997, 43(11): 1986–1992.
- [11] Chung S T, Goldsmith A J. Degrees of freedom in adaptive modulation: a unified view. *IEEE Trans. on Communications*, 2001, 49(12): 1561–1571.
- [12] Nam S H, Shin O S, Lee K B. Transmit power allocation for a modified V-BLAST system. *IEEE Trans. on Communications*, 2004, 52(7): 1074–1079.
- 唐万斌: 男, 1973 年生, 副教授, 研究方向为无线移动通信的信号检测、链路自适应和无线资源管理技术.
- 张 亮: 男, 1982 年生, 硕士生, 研究方向为无线 MIMO-OFDM 系统中的链路自适应技术.
- 李少谦: 男, 1957 年生, 教授, 博士生导师, 主要从事移动通信和抗干扰通信方面研究.