

一种新颖的低复杂度 MIMO-BICM 迭代接收机设计

尤明厚^{1,2}, 陶小峰^{1,2}, 张平^{1,2}, 韩娟^{1,2}, 徐璿^{1,2}, 李立华^{1,2}

(1. 北京邮电大学无线新技术研究所, 北京 100876; 2. 北京邮电大学泛网无线通信教育部重点实验室, 北京 100876)

摘要: 本文提出了一种用于多人多出(MIMO)比特交织编码调制(BICM)系统的低复杂度迭代接收机方案. 该方案在第一次迭代中采用线性最小均方误差(MMSE)滤波,而在随后的迭代中采用一种低复杂度 MMSE 结合软干扰消除(SIC)的算法来抑制残余干扰和噪声. 该算法通过将软干扰消除后的残余干扰和噪声的各分量近似为不相关的随机变量,使得在 MMSE 滤波时不必矩阵求逆,从而大大降低了计算复杂度. 仿真证实该方案可以获得和传统的基于 MMSE 结合 SIC 的方案几乎相同的性能.

关键词: 迭代接收机; MIMO; ST-BICM; MMSE 滤波; 软干扰消除

中图分类号: TN911.23 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2007)6A-127-04

A Novel Low-Complexity Iterative Receiver for MIMO-BICM Systems

YOU Ming-hou^{1,2}, TAO Xiao-feng^{1,2}, ZHANG Ping^{1,2}, HAN Juan^{1,2}, XU Jin^{1,2}, LI Li-hua^{1,2}

(1. *Wireless Technology Innovation Institute, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China*; 2. *Key Laboratory of Universal Wireless Communications of Ministry of Education, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China*)

Abstract: A low-complexity iterative receiver for multiple-input multiple-output (MIMO) bit-interleaved coded modulation (BICM) systems is proposed in this paper. In the proposed scheme, we apply linear minimum mean square error (MMSE) filter in the first iteration and utilize a new low-complexity MMSE combining with soft interference cancellation (SIC) in the following iterations to suppress residual interference and noise. By adopting the strategy that the different components of the residuals and the noise are approximated by uncorrelated random variables after the SIC, the complexity of the algorithm can be greatly reduced as the matrix inversion for MMSE is not necessary. Computer simulation results confirm that the proposed scheme can achieve almost the same performance as the conventional MMSE combining with SIC with much lower complexity.

Key words: iterative receiver; MIMO; ST-BICM; MMSE filter; soft interference cancellation

1 引言

随着蜂窝移动通信、因特网和多媒体业务的发展,下一代无线通信系统必须能在有限的带宽内提供很高的吞吐量才能满足人们日益增长的对高速数据通信的需求. 为了达到这个目标,需要大幅提高无线通信系统的容量. 而根据信息论的研究,多天线无线通信系统(MIMO)的容量随发射天线和接收天线数中的最小值线性增长^[1],所以 MIMO 技术将是未来宽带无线通信系统的重要组成部分. 但一个关键的问题是如何设计实际可行的发射与接收信号处理方案以逼近理论容量. 一种有效的解决方案是将“迭代”原理^[2]用于 MIMO 系统的设计,即“TURBO-MIMO”^[3]结构. 研究表明“TURBO-MIMO”系统要比非迭代的 MIMO 系统性能有极大提高. 一种结合比特交织编码调制^[4]和迭代检测与译码的 TURBO-MIMO 结构—空时比特交织编码调制^[5](ST-BICM 或 MIMO-BICM),被证明是能够有效逼近信道容量的方案. ST-BICM 可看作是由交织器分离的两个分量码的串行

级联,内码是空时映射器和信道的合成,外码是信道码. 串行级联码的迭代译码可以逼近最佳的联合最大似然译码同时具有可行的复杂度. 这种空时比特交织编码调制结构能充分利用 MIMO 系统的时间资源和空间资源. 对 MIMO-BICM 中的迭代接收机技术的研究,已提出各种适于迭代的检测算法^[3],如最小均方误差结合软干扰消除^[6](MMSE-SIC)、列表球检测^[7](LSD)、迭代树搜索检测^[8](ITS)、半定规划松弛^[9](SDR)、蒙特卡罗方法^[10](MC)等. 其中 MMSE-SIC 算法具有相对较低的计算复杂度和较好的性能,但该算法在第二次迭代及以后的迭代中对每个符号的检测都要进行一次矩阵求逆运算,因此复杂度仍然较高. 为了有效降低计算复杂度,本文提出一种新颖的低复杂度 MMSE-SIC 算法,该算法通过将软干扰消除(SIC)后的残余干扰和噪声的各分量近似为不相关的随机变量,使得在 MMSE 滤波时只需求倒数运算而不必矩阵求逆,从而大大降低了计算复杂度,而性能没有明显的损失.

本文结构如下:第2节是系统描述,包括 MIMO-

收稿日期:2007-05-09;修回日期:2007-12-30

基金项目:国家自然科学基金重大项目(No. 60496312);国家自然科学基金(No. 60702051);国家 863 高技术研究发展计划(No. 2006AA01Z26, No. 2007AA01Z261);教育部新世纪优秀人才支持计划资助(No. NCET-05-0116);Intel 公司资助项目

BICM 发射机和接收机结构及 MMSE-SIC 原理;第 3 节提出一种新的低复杂度 MMSE-SIC 算法,并分析了其复杂度;第 4 节介绍仿真结果;第 5 节给出结论.

2 系统描述

2.1 发射机和接收机结构

假定 n_T 个发射天线 n_R 个接收天线且 $n_R > n_T$, 信道为平坦的准静态衰落, 即在一个数据块持续时间内信道保持不变, 且假定不同的数据块经历的信道不同且相互独立. 各发射和接收天线对之间的衰落假定是独立的. 在发射端, 一组信息比特经过信道编码器编码后随机交织, 再经串并变换复用为 n_T 个子流; 每一子流分别映射成 M-PSK 或 M-QAM 符号流, 从各天线发射.

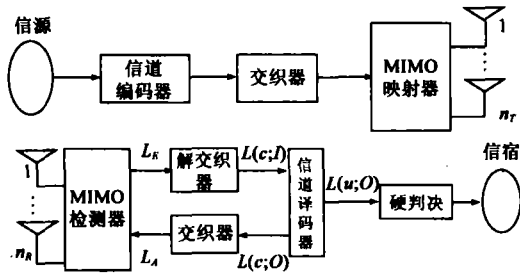


图 1 MIMO-BICM 系统框图. c 和 u 分别表示编码和未编码的比特, I 和 O 分别表示输入和输出

在时刻 t , 接收到的信号可表为 $y(t) = Hx(t) + v(t)$, ($t = 1, \dots, n$), 其中 $y(t)$, H , $x(t)$, $v(t)$ 分别是接收的信号向量, 信道矩阵, 发射信号向量和噪声向量, n 为一个数据帧的长度. 为简化, 以下省略掉 t , 即 $y = Hx + v$, 其中 $x = (x_1, \dots, x_{n_T})^T$, $H = (H_j)_{n_R \times n_T}$. 设 γ 为在每个接收天线上测得的平均信噪比, 将发射符号和信道响应均归一化, 则噪声向量 v 的协方差矩阵 $\sigma^2 I = (n_T/\gamma) I$.

整个译码分为两级译码步骤: 内码译码 (MIMO 检测) 和外码译码 (信道译码). 检测器根据接收信号 y 及内码比特先验信息 L_A 计算每个比特的外信息 L_E , 随后 L_E 经解交织作为译码器先验信息 $L(c; I)$ 输入给信道译码器, 由信道译码器得到外码比特的外信息 $L(c; O)$ 后交织并反馈给检测器作为先验信息 L_A , 这样完成一次迭代. 每次迭代通过信息交换降低比特差错率.

本文主要关注内码译码 (MIMO 检测). MIMO 检测的最佳选择是最大后验概率 (MAP) 检测, 但其复杂度非常高, 难以应用, 所以本文主要研究次优的复杂度较低的软干扰消除最小均方误差检测.

2.2 MMSE-SIC 原理

不失一般性, 假定要估计符号 x_j , 记 $H = (h_1, h_2, \dots, h_{n_T})$, 传统的 MMSE-SIC 方案^[6,11] 先从接收信号向量 y 中减掉其他干扰符号的软估计 (即软干扰消除), 然后

通过 MMSE 滤波抑制残余干扰和噪声来得到 x_j 的估计 \hat{x}_j , 即

$$\hat{x}_j = w_j^H (y - \sum_{i \neq j} h_i \bar{x}_i) \quad (1)$$

其中 \bar{x}_i 为干扰符号 x_i 的软估计值. 定义软干扰消除后的信号 $y - \sum_{i \neq j} h_i \bar{x}_i = h_j x_j + \sum_{i \neq j} h_i (x_i - \bar{x}_i) + v$ 为 y_j , 则加权向量 w_j 满足

$$w_j = \arg \min_w E \|x_j - w^H y_j\|^2 \quad (2)$$

可得加权向量和 x_j 的估计分别为^[11]

$$w_j^H = h_j^H (h_j h_j^H + H_j Q_j H_j^H + \sigma^2 I)^{-1} \quad (3)$$

$$\hat{x}_j = h_j^H (h_j h_j^H + H_j Q_j H_j^H + \sigma^2 I)^{-1} y_j \quad (4)$$

这里 $H_j = (h_1, h_2, \dots, h_{j-1}, h_{j+1}, \dots, h_{n_T})$, Q_j 为向量 $(x_1, x_2, \dots, x_{j-1}, x_{j+1}, \dots, x_{n_T})^T$ 的协方差矩阵, 且 $Q_j = \text{diag}(\sigma_1^2, \dots, \sigma_{j-1}^2, \sigma_{j+1}^2, \dots, \sigma_{n_T}^2)$, σ_i^2 表示 x_i 的方差. 第一次迭代时, 由于没有其他符号的软估计, σ_i^2 均为 1, Q_j 为单位阵, 且 $y_j = y$, 所以此时 $\hat{x}_j = h_j^H (H H^H + \sigma^2 I)^{-1} y$.

3 新的低复杂度 MMSE-SIC 算法

2.2 节的 MMSE-SIC 算法计算符号估计 \hat{x}_j 的复杂度主要由式 (4) 中的矩阵求逆决定, 其复杂度为 $O(n_R^3)$. 在第一次迭代时 Q_j 为单位阵, 故检测一个数据块的所有符号仅需一次矩阵求逆, 总复杂度为 $O(n_R^3)$. 但在随后迭代中 Q_j 与指标 j 和 i 都有关, 对每个符号的估计都需要矩阵求逆运算, 所以一次迭代检测器的复杂度为 $O(n_R^3 n_T)$, 因而复杂度相对较高. 为了降低复杂度, 针对第二次和以后的迭代, 本文提出一种新的低复杂度算法.

3.1 加权向量计算、符号估计及比特对数似然比 (LLR) 计算

软干扰消除后为 $y_j = h_j x_j + \sum_{i \neq j} h_i (x_i - \bar{x}_i) + v$, ($j = 1, \dots, n_T$) (将在 3.2 节介绍软符号估计计算). 根据文献 [12] 所述, 软干扰消除后的残余干扰和噪声 $\sum_{i \neq j} h_i (x_i - \bar{x}_i) + v$ 的各分量可近似为不相关的高斯分布, 这里我们也将列向量 $\sum_{i \neq j} h_i (x_i - \bar{x}_i) + v$ 的各分量视为不相关的随机变量, 再根据 $E(x_i - \bar{x}_i) = 0$ 及 x 中各元素的无关性, 向量 $\sum_{i \neq j} h_i (x_i - \bar{x}_i) + v$ 的相关矩阵成为对角矩阵, 记为 A_j , 并且

$$\begin{aligned} A_j &= E \left\{ \left[\sum_{i \neq j} h_i (x_i - \bar{x}_i) + v \right] \left[\sum_{i \neq j} h_i (x_i - \bar{x}_i) + v \right]^H \right\} \\ &= \text{diag} \left[\sum_{i=1, i \neq j}^{n_T} |H_{1,i}|^2 \sigma_i^2, \dots, \sum_{i=1, i \neq j}^{n_T} |H_{n_R,i}|^2 \sigma_i^2 \right] + \sigma^2 I \end{aligned} \quad (5)$$

若记

$$\mathbf{B} = \text{diag} \left[\sum_{i=1}^{n_T} |\mathbf{H}_{1,i}|^2 \sigma_i^2, \dots, \sum_{i=1}^{n_T} |\mathbf{H}_{n_r,i}|^2 \sigma_i^2 \right] + \sigma^2 \mathbf{I} \quad (6)$$

则

$$\mathbf{A}_j = \mathbf{B} - \mathbf{B}_j, \quad j = 1, \dots, n_T \quad (8)$$

可以先用式(6)计算 \mathbf{B} , 然后对各符号用式(7)分别计算 \mathbf{B}_j , 再根据式(8)得到各符号对应的 \mathbf{A}_j , 这样可以避免重复计算, 节省计算量。

由式(2)并根据正交原理有 $E[(\hat{x}_j - x_j) \mathbf{y}_j^H] = 0$, 即 $E[(\mathbf{w}_j^H \mathbf{y}_j - x_j) \mathbf{y}_j^H] = 0$. 可得

$$\mathbf{w}_j = [E(\mathbf{y}_j \mathbf{y}_j^H)]^{-1} E(x_j^* \mathbf{y}_j) \quad (9)$$

这里“*”表示共轭. 下面分别计算 $E(x_j^* \mathbf{y}_j)$ 和 $E(\mathbf{y}_j \mathbf{y}_j^H)$. 根据 $E(x_i - \bar{x}_i) = 0$, x 各元素的无关性及式(5)可得

$$\begin{aligned} E(x_j^* \mathbf{y}_j) &= E \left\{ x_j^* \left[\mathbf{h}_j x_j + \sum_{i \neq j} \mathbf{h}_i (x_i - \bar{x}_i) + \mathbf{v} \right] \right\} \\ &= \mathbf{h}_j \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} E(\mathbf{y}_j \mathbf{y}_j^H) &= E \left\{ \left[\mathbf{h}_j x_j + \sum_{i \neq j} \mathbf{h}_i (x_i - \bar{x}_i) + \mathbf{v} \right] \left[\mathbf{h}_j x_j + \sum_{i \neq j} \mathbf{h}_i (x_i - \bar{x}_i) + \mathbf{v} \right]^H \right\} \\ &= \mathbf{h}_j \mathbf{h}_j^H + E \left\{ \left[\sum_{i \neq j} \mathbf{h}_i (x_i - \bar{x}_i) + \mathbf{v} \right] \left[\sum_{i \neq j} \mathbf{h}_i (x_i - \bar{x}_i) + \mathbf{v} \right]^H \right\} \\ &= \mathbf{h}_j \mathbf{h}_j^H + \mathbf{A}_j \end{aligned} \quad (11)$$

所以

$$\mathbf{w}_j^H = \mathbf{h}_j^H (\mathbf{h}_j \mathbf{h}_j^H + \mathbf{A}_j)^{-1} \quad (12)$$

由矩阵反演公式 $\mathbf{E}^{-1} \mathbf{F} (\mathbf{C} - \mathbf{D} \mathbf{E}^{-1} \mathbf{F})^{-1} = (\mathbf{E} - \mathbf{F} \mathbf{C}^{-1} \mathbf{D})^{-1} \mathbf{F} \mathbf{C}^{-1}$, 式(12)可化为

$$\mathbf{w}_j^H = \mathbf{h}_j^H (\mathbf{h}_j \mathbf{h}_j^H + \mathbf{A}_j)^{-1} = (1 + \mathbf{h}_j^H \mathbf{A}_j^{-1} \mathbf{h}_j)^{-1} \mathbf{h}_j^H \mathbf{A}_j^{-1} \quad (13)$$

可得 x_j 的估计

$$\hat{x}_j = \mathbf{w}_j^H \mathbf{y}_j = (1 + \mathbf{h}_j^H \mathbf{A}_j^{-1} \mathbf{h}_j)^{-1} \mathbf{h}_j^H \mathbf{A}_j^{-1} \mathbf{y}_j \quad (14)$$

瞬时 MMSE 滤波器输出用加性白高斯噪声信道来近似^[6], 则滤波后的输出 \hat{x}_j 可写为

$$\hat{x}_j = \mu_j x_j + \eta_j \quad (15)$$

其中

$$\mu_j = E(\hat{x}_j x_j^*) = E(\mathbf{w}_j^H \mathbf{y}_j x_j^*) = \mathbf{w}_j^H E(\mathbf{y}_j x_j^*) = \mathbf{w}_j^H \mathbf{h}_j \quad (16)$$

且 \hat{x}_j 的方差为

$$\begin{aligned} \text{Var}(\hat{x}_j) &= E(|\hat{x}_j|^2) - \mu_j^2 = \mathbf{w}_j^H E(\mathbf{y}_j \mathbf{y}_j^H) \mathbf{w}_j - \mu_j^2 \\ &= \mathbf{w}_j^H \mathbf{h}_j - \mu_j^2 = \mu_j - \mu_j^2 \end{aligned} \quad (17)$$

基于高斯模型(15), 可求得后验比特 LLR^[6],

$$\begin{aligned} L(s_{j,k}) &= \log \frac{\sum_{c \in C_i^+} \exp\left(-\frac{|\hat{x}_j - \mu_j C_i|^2}{\text{Var}(\hat{x}_j)}\right) \prod_{l=1, l \neq k}^{M_c} P(s_{j,l} = B_{i,l})}{\sum_{c \in C_i^-} \exp\left(-\frac{|\hat{x}_j - \mu_j C_i|^2}{\text{Var}(\hat{x}_j)}\right) \prod_{l=1, l \neq k}^{M_c} P(s_{j,l} = B_{i,l})} \\ &\quad \underbrace{\hspace{10em}}_{\text{外信息 } L_E(s_{j,k})} \\ &+ \log \frac{P(s_{j,k} = +1)}{P(s_{j,k} = 0)}, \quad (1, \dots, M_c) \end{aligned} \quad (18)$$

其中 M_c 为一个符号对应的比特个数, $C_i \in \Omega_c$ (Ω_c 为星座符号的集合) 且 C_i 对应比特向量为 $(B_{i,1}, \dots, B_{i,M_c})$, 比特向量 $(s_{j,1}, \dots, s_{j,k}, \dots, s_{j,M_c})$ 映射为符号 x_j , $C_{j,k}^+$ 和 $C_{j,k}^-$ 分别表示满足第 k 个比特为 +1 或 0 的所有符号的集合. 上式中外信息 $L_E(s_{j,k})$ 经解交织送到译码器, 作为译码器先验信息。

3.2 软符号估计及方差计算

本节介绍 3.1 节算法中用到的软符号估计及符号的方差计算。

在第一次迭代中, MIMO 检测器中没有先验信息, 故假定码符号等概, 即

$$P(x_i = C_k) = 1/|\Omega_c|, \quad (k = 1, \dots, |\Omega_c|)$$

在随后的迭代中, 由于交织器的作用可认为 MIMO 检测器中的比特相互独立, 则符号 x_i 的先验概率为

$$P(x_i = C_k) = \prod_{l=1}^{M_c} P(s_{i,l} = B_{k,l}), \quad (k = 1, \dots, |\Omega_c|)$$

其中 $P(s_{i,l} = B_{k,l})$ 可由译码器传送的外信息 $L_A(s_{i,k})$ 求得^[6], 即

$$\begin{aligned} P(s_{i,k} = 1) &= \frac{\exp[L_A(s_{i,k})]}{1 + \exp[L_A(s_{i,k})]} \\ &= \frac{1}{2} \left\{ 1 + \tanh \left[\frac{1}{2} L_A(s_{i,k}) \right] \right\} \end{aligned} \quad (19)$$

$$P(s_{i,k} = 0) = 1 - P(s_{i,k} = 1) \quad (20)$$

则符号 x_i 的软估计 \bar{x}_i 及 x_i 的方差 σ_i^2 分别为

$$\bar{x}_i = E(x_i) = \sum_{c \in \Omega_c} C_k P(x_i = C_k) \quad (21)$$

$$\sigma_i^2 = E(|x_i - \bar{x}_i|^2) = \sum_{c \in \Omega_c} |C_k - \bar{x}_i|^2 P(x_i = C_k) \quad (22)$$

3.3 复杂度估计

根据 3.1 节所述算法, 在对的估计中, 由于 \mathbf{A}_j 为对角阵, 所以由式(14)右端计算 \hat{x}_j 时并不需要矩阵求逆运算, 对 \mathbf{A}_j 各元素求倒数即可, 故对一个符号的估计的矩阵求逆运算简化为 $n_R + 1$ 次求倒数运算, 所以迭代一次检测器需 $(n_R + 1) n_T n$ 次求倒数运算, 与 2.2 节的传统的 MMSE-SIC 算法复杂度 $O(n_R^3 n_T n)$ 相比计算量大大降低, 且更容易实现, 同时该算法经仿真证实与传统的 MMSE-SIC 相比并没有明显的性能损失。

4 仿真结果

本节对提出的方案给出了仿真结果. 假定信道为平坦的准静态衰落, 信道矩阵的每个元素服从独立复高斯分布, 发射天线与接收天线数均为 4, 接收端已知信道信息. 一个数据块长为 1022 个信息比特, 经 1/2 码率卷积码(生成多项式用八进制表示为 (7,5)) 编码为 2048 个码比特, 随机交织后串并变换, 然后各子流分别调制并从各天线发射. 为简化, 仿真采用 BPSK 调制, 无

块间交织.信道译码采用 BCJR 算法.迭代接收机共迭代三次.图 2 示出了不同迭代次数的误比特率性能,同时给出了在无天线间干扰情况下的 BER 曲线作为参照(这可作为各种检测方案性能的上界).本文也仿真了编码的基于 MMSE 的 V-BLAST 方案(没有迭代)作为比较.可以看到由于基于 V-BLAST 的方案采用串行干扰消除和排序,本文所述方案第一次迭代的性能比 V-BLAST 方案稍差.但由于本文所述方案能有效抑制残余干扰和噪声,随着迭代次数的增加,信道译码器输出比特的可靠性越来越高,使得 MIMO 检测器中软干扰消除后的残余干扰逐渐趋于零,从而最终可以接近无天线干扰的性能.所以正如图 2 所示,本文所述方案迭代二次和三次的性能都远远超过了 V-BLAST 方案,而且经过三次迭代后与传统的 MMSE-SIC 方案性能几乎相同,均接近无天线干扰情况下的性能.

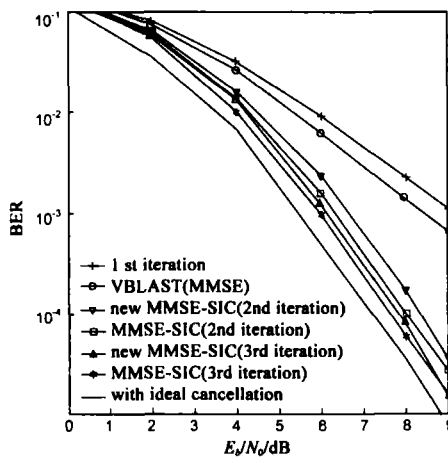


图 2 新的低复杂度算法与 MMSE-SIC 算法的 BER 性能比较

5 结束语

本文提出了一种用于 MIMO-BICM 的新的低复杂度迭代接收机方案.该方案将软干扰消除后的残余干扰和噪声的各分量近似为不相关的随机变量,使得第二次及随后的迭代中不必矩阵求逆,大大降低了复杂度.仿真结果证实这种近似带来的损失非常小,算法性能与传统的 MMSE-SIC 非常接近,同时其性能也大大超过了编码的基于 MMSE 的 V-BLAST 方案.所以该方案是一种有效和可行的方案.

参考文献:

- [1] G J Foschini, M J Gans. On the limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas[J]. *Wireless Personal Communications*, 1998, 6(3): 311 - 335.
- [2] C Berrou, A Glavieux, P Thitimajshima. Near optimum error correcting coding and decoding: turbo-codes [J]. *IEEE Trans*

on Communications, 1996, 44(10): 1064 - 1070.

- [3] S Haykin, et al. Turbo-MIMO for wireless communications[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2004, 42(10): 48 - 53.
- [4] G Caire, G Taricco, E Biglieri. Bit-interleaved coded modulation[J]. *IEEE Trans Inf Theory*, 1998, 44(3): 927 - 946.
- [5] A M Tonello. Space-time bit-interleaved coded modulation with an iterative decoding strategy [A]. *Proc IEEE Veh Technol Conf [C]*. September, 2000. 473 - 478.
- [6] X Wang, V Poor. Iterative (Turbo) soft interference cancellation and decoding for coded CDMA[J]. *IEEE Trans Commun*, 1999, 47(7): 1046 - 1061.
- [7] B Hochwald, S T Brink. Achieving near-capacity on a multiple-antenna channel[J]. *IEEE Trans Commun*, 2003, 51(3): 389 - 399.
- [8] Y L C de Jong, T J Willink. Iterative tree search detection for MIMO wireless systems [A]. *Proc IEEE Veh Technol Conf [C]*. Vancouver, BC, Canada: September, 2002. 1041 - 1045.
- [9] B Steigimsson, Z-Q Luo, K M Wong. Soft quasi-maximum-likelihood detection for multiple-antenna wireless channels[J]. *IEEE Trans Signal Processing*, 2003, 51(11): 2710 - 2719.
- [10] B Dong, X Wang, A Doucet. A new class of soft MIMO demodulation algorithms [J]. *IEEE Transaction on Signal Processing*, 2003, 51(11): 2752 - 2763.
- [11] T Ito, X Wang, Y Kakura. Performance comparison of MF and MMSE combined iterative soft interference canceller and V-BLAST technique in MIMO/OFDM systems [A]. *Proc IEEE Veh Technol Conf [C]*. October, 2003. 488 - 492.
- [12] Yiabo Li, Xiang-Gen Xia. Iterative demodulation/decoding methods based on Gaussian approximations for lattice based space-time coded systems [J]. *IEEE Trans on Wireless Communications*, 2006, 5(8): 1976 - 1983.

作者简介:



尤明厚 男, 1974 年生于山东, 2001 年毕业于北京邮电大学信息工程学院, 获硕士学位, 现为北京邮电大学无线新技术研究所在读博士研究生. 主要研究方向包括 MIMO、空时编码、信道编码、迭代接收机技术等.
E-mail: minghouyou@gmail.com



陶小峰 男, 1970 年生于湖北, 博士, 副教授, 泛网无线通信教育部重点实验室(北京邮电大学)副主任, 主要从事宽带无线通信基础理论的研究, 在空时码、无线接入、新型小区架构及其切换选择机制等未来移动通信发展的关键技术领域取得了多项重要创新性成果.