

利用最大信号泄露噪声比设计多用户 VBLAST 系统下行链路

王强 杨冰 陶小峰 张平

(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: 该文针对多用户 MIMO 系统提出利用最大信号泄露信噪比准则设计多用户 VBLAST 下行链路的方法。相对于以多用户系统中广泛关注的块对角化方法设计多用户 VBLAST 下行链路,所提方法性能有较大的提高。另外,相对于块对角化方法对天线数目的约束,该文所提方法在不满足块对角化的条件下仍能拥有不错的性能。仿真表明该方法拥有优异的性能。

关键词: 块对角化; 共道干扰; 信号泄露噪声比; VBLAST

中图分类号: TN919.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)09-2216-04

MU-VBLAST Design for the Downlink Using MSLNR

Wang Qiang Yang Bing Tao Xiao-feng Zhang Ping

(Key Laboratory of Universal Wireless Communication (Beijing University of Posts and Telecommunications),
Ministry of Education, Beijing 100876, China)

Abstract: Maximize signal-to-leakage ratio strategy is proposed in multi-user multi input multi output system, which is used to design MU-VBLAST downlink. The performance of the strategy proposed in the paper exceeds that of Block Diagonalization (BD) method which is paid wide attention in MU-MIMO systems; otherwise, the MSLNR strategy is found to relax the condition on the number of transmit-receive antennas in comparison to BD method. Simulation results illustrate the resulting system performance.

Key words: BD(Block Diagonalization); CCI(Co-Channel Interference); SLNR; VBLAST

1 引言

多输入多输出(MIMO)技术由于利用了多个并行的空间信道,带来了显著的容量和分集增益,因此近年来受到了普遍的重视^[1-3]。到目前为止,这一领域的研究还是主要着眼于单用户点对点的 MIMO 通信系统。多用户 MIMO 系统相对于单用户 MIMO 系统而言,存在着较大的差异,在单用户 MIMO 系统中不用考虑共道干扰(Co-Channel Interference, CCI)。然而在多用户 MIMO 系统中如果没有得到很好的处理,共道干扰将会导致系统性能急剧下降。

为了对抗多用户 MIMO 系统的共道干扰,人们提出了多种方法^[4-7],块对角化方法是其中一种较受关注的解决方法。利用块对角化方法,每个用户的信号在发送之前乘上一个预编码矩阵。而每个用户的预编码矩阵都被限制在剩余所有用户的零空间上。因此只要发送端知道所有用户的信道状况,就可以将多用户 MIMO 下行信道分解成互不干扰的多个并行独立的单用户 MIMO 下行信道。尽管该方法对消除多用户干扰很有效,但该方法对于系统天线的配置有着严格的约束条件。粗略讲,即基站端发送天线数目要不小于该基站内所有移动台的天线数目之和。如果条件不能满足,那么

就无法让每个用户都获得足够的零空间自由度来迫使共道干扰为零。该约束限制了块对角化算法在多用户 MIMO 系统的应用。另一方面,块对角化方法只考虑了共道干扰的消除,却没有考虑噪声的影响。因此有必要在这两方面提供更好的解决办法。

如果将用户对其它所有用户的共道干扰之和称为该用户的泄露^[8],则可以考虑将信号与泄露加噪声的比值(Signal-to-Leakage Noise Ratio, SLNR)作为一种发送编码向量选取的标准。即对每一个用户最大化有用信号的功率,同时使该用户对其它所有用户的共道干扰功率最小。该方法可以避免严格的系统天线配置约束。本文分别利用块对角化方法和最大信号泄露噪声比(Maximum SLNR, MSLNR)方法进行了多用 VBLAST 系统的设计,并对两者的性能进行了比较,仿真表明在相同的配置条件下利用 MSLNR 能达到更好的系统性能。

2 系统模型

多用户 MIMO 系统的配置如图 1 所示。在系统中共有 K 个移动台,基站端配置 M 根天线,第 k 个移动台配置 N_k 根天线。在基站端,要发送的数据在发送前经过预处理,我们称之为发送预处理或者是发送预编码,然后进入 MIMO 信道。用 $\mathbf{b}^{(k)}$ 表示用户 k 发送的 $L_k \times 1$ 数据符号向量,其中 L_k 是用户 k 同时发送的并行的数据流个数

2007-06-11 收到, 2007-10-16 改回
国家 863 计划项目(2006AA01Z260)和国家自然科学基金重大项目(60496312)资助课题

($k = 1, \dots, K$)。数据符号向量通过一个发送预处理器进行发送, 预处理器是一个 $M \times L_k$ 的矩阵, 本文将表示为 $\mathbf{T}^{(k)}$, 预处理器输入为 L_k 个非零符号, 输出为 M 个符号, 每个符号对应一根发送天线进行发送。

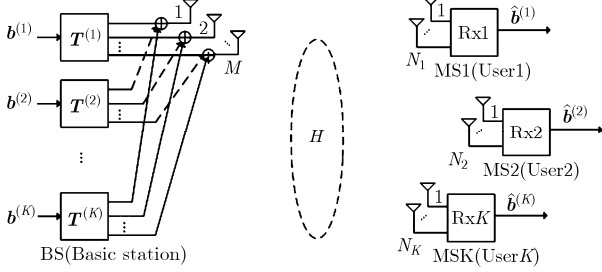


图1 多用户 MIMO 系统模型

假设信道是平坦衰落, 并且将用户 k 对应的 MIMO 信道表示为 $\mathbf{H}^{(k)}$, $\mathbf{H}^{(k)}$ 是一个 $N_k \times M$ 的矩阵。元素 $\mathbf{H}_{(i,j)}^{(k)}$ 表示从基站的第 j 根发送天线到移动台 k 的第 i 根接收天线的信道复增益。同时信道元素独立同分布, 服从零均值归一化方差的复高斯分布。在用户 k 的接收端用 N_k 个接收天线接收 L_k 个数据符号, 可以将接收到的信号写成 N_k 长的向量:

$$\mathbf{r}^{(k)} = \mathbf{H}^{(k)} \sum_{i=1}^K \mathbf{T}^{(i)} \mathbf{b}^{(i)} + \mathbf{n}^{(k)} \quad (1)$$

其中 $\mathbf{n}^{(k)}$ 是 $N_k \times 1$ 的噪声向量, 噪声向量中的元素是零均值的复高斯变量, 方差为 σ^2 。

3 利用 BD 进行多用户 VBLAST 设计

利用文中所提的系统模型, 使用块对角化方法, 可参照文献[9] 进行多用户 VBLAST 下行链路设计。限于篇幅, 本文不再描述。使用块对角化方法虽然计算简单, 复杂度低, 但为了保证预编码矩阵有非零解, 收发天线须要满足基站端发送天线数必须大于任意 $K-1$ 个用户的接收天线数目之和, 用公式表示为

$$M > \max \left\{ \sum_{i=1, i \neq k}^K N_i, k = 1, 2, \dots, K \right\} \quad (2)$$

这是该方法的一大弊端, 另外算法中没有考虑噪声的影响也使得其性能不够优异。在接收端可以使用所有的用于单用户 VBLAST 检测的算法如 MMSE, Golden 算法。

4 基于 MSLNR 的多用户 VBLAST 设计

尽管块对角化分解方法可以完全消除多用户干扰, 但该方法对于系统天线的配置有着严格的约束条件阻碍了块对角化方法的应用。在用户数目或者用户天线数目过多等导致天线配置条件无法满足时, 性能下降严重。

式(1)可分解为

$$\mathbf{r}^{(k)} = \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{T}^{(k)} \mathbf{b}^{(k)} + \mathbf{H}^{(k)} \sum_{i=1, i \neq k}^K \mathbf{T}^{(i)} \mathbf{b}^{(i)} + \mathbf{n}^{(k)} \quad (3)$$

其中 $\mathbf{H}^{(k)} \mathbf{T}^{(k)} \mathbf{b}^{(k)}$ 是接收到的有效信号, $\mathbf{H}^{(k)} \sum_{i=1, i \neq k}^K \mathbf{T}^{(i)} \mathbf{b}^{(i)}$ 是

其他用户对第 k 个用户的干扰。因为数据流 $\mathbf{b}^{(k)}$ 是独立的功率为 1 的随机信号, 所以用户 k 收到的有用信号的功率为 $\|\mathbf{H}^{(k)} \mathbf{T}^{(k)}\|_F$, 受到其他用户的干扰的功率为 $\sum_{i=1, i \neq k}^K \|\mathbf{H}^{(k)} \mathbf{T}^{(i)}\|_F$ 。

我们希望信号干扰噪声比尽量大。

另一个方面, 如果考虑用户 k 对其它用户的干扰 $\tilde{\mathbf{H}}^{(k)} \mathbf{T}^{(k)} \mathbf{b}^{(k)}$, 且称其为泄露, 则用户 k 对其它 $K-1$ 个用户的干扰功率之和(即泄露)为 $\|\tilde{\mathbf{H}}^{(k)} \mathbf{T}^{(k)}\|_F$ 。可以将信号干扰噪声比尽量大转化成让接收信号尽量大的同时, 让用户 k 对其他用户的干扰尽可能小, 即希望 $\text{SLNR} = \frac{\|\mathbf{H}^{(k)} \mathbf{T}^{(k)}\|_F}{\|\tilde{\mathbf{H}}^{(k)} \mathbf{T}^{(k)}\|_F + N_k \sigma^2}$ 尽

可能大。求解 $M \times L_k$ 的矩阵 $\mathbf{T}^{(k)}$, 使得

$$\mathbf{T}^{(k)} = \arg \max_{\mathbf{T}^{(k)} \in \mathcal{C}^{M \times L(k)}} \frac{\|\mathbf{H}^{(k)} \mathbf{T}^{(k)}\|_F}{\|\tilde{\mathbf{H}}^{(k)} \mathbf{T}^{(k)}\|_F + N_k \sigma^2} \quad (4)$$

先讨论当用户 k 只有一个数据流情况的求解, 则 $\mathbf{T}^{(k)}$ 为 $M \times 1$ 的列向量

$$\mathbf{T}^{(k)} = \arg \max_{\mathbf{T}^{(k)} \in \mathcal{C}^{M \times 1}} \frac{\|\mathbf{H}^{(k)} \mathbf{T}^{(k)}\|_F^2}{\|\tilde{\mathbf{H}}^{(k)} \mathbf{T}^{(k)}\|_F^2 + N_k \sigma^2} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \text{SLR} &= \frac{\|\mathbf{H}^{(k)} \mathbf{T}^{(k)}\|_F}{\|\tilde{\mathbf{H}}^{(k)} \mathbf{T}^{(k)}\|_F + N_k \sigma^2} \\ &= \frac{(\mathbf{H}^{(k)} \mathbf{T}^{(k)})^H \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{T}^{(k)}}{(\tilde{\mathbf{H}}^{(k)} \mathbf{T}^{(k)})^H \tilde{\mathbf{H}}^{(k)} \mathbf{T}^{(k)} + N_k \sigma^2} \end{aligned} \quad (6)$$

要求解能使得 SLNR 取最大的 $\mathbf{T}^{(k)}$, 使

$$\mathbf{T}^{(k)} = \arg \max_{\mathbf{T}^{(k)} \in \mathcal{C}^{M \times 1}} \frac{(\mathbf{T}^{(k)})^H (\mathbf{H}^{(k)})^H \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{T}^{(k)}}{(\mathbf{T}^{(k)})^H \left((\tilde{\mathbf{H}}^{(k)})^H \tilde{\mathbf{H}}^{(k)} + N_k \sigma^2 \mathbf{I} \right) \mathbf{T}^{(k)}} \quad (7)$$

由矩阵理论可知这是一个广义瑞利商问题, 且

$$\begin{aligned} & \frac{(\mathbf{T}^{(k)})^H (\mathbf{H}^{(k)})^H \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{T}^{(k)}}{(\mathbf{T}^{(k)})^H \left((\tilde{\mathbf{H}}^{(k)})^H \tilde{\mathbf{H}}^{(k)} + N_k \sigma^2 \mathbf{I} \right) \mathbf{T}^{(k)}} \\ & \leq \lambda_{\max} \left((\mathbf{H}^{(k)})^H \mathbf{H}^{(k)}, (\tilde{\mathbf{H}}^{(k)})^H \tilde{\mathbf{H}}^{(k)} + N_k \sigma^2 \mathbf{I} \right) \end{aligned} \quad (8)$$

其中 λ_{\max} 是关于矩阵 $(\mathbf{H}^{(k)})^H \mathbf{H}^{(k)}$ 和 $(\tilde{\mathbf{H}}^{(k)})^H \tilde{\mathbf{H}}^{(k)} + N_k \sigma^2 \mathbf{I}$ 的最大广义特征值(所有的特征值按从大到小分别为 $\lambda_{\max} \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_{N_k} \geq 0$)。只有当 $\mathbf{T}^{(k)}$ 取与最大广义特征值相对应的特征向量时等号才能成立, 即

$$\begin{aligned} & \mathbf{T}_0^{(k)} \\ & \propto \max \text{ gen.eigenvector} \left((\mathbf{H}^{(k)})^H \mathbf{H}^{(k)}, (\tilde{\mathbf{H}}^{(k)})^H \tilde{\mathbf{H}}^{(k)} + N_k \sigma^2 \mathbf{I} \right) \end{aligned} \quad (9)$$

其中 $\mathbf{T}_0^{(k)}$ 的范数为 1。因为 $(\tilde{\mathbf{H}}^{(k)})^H \tilde{\mathbf{H}}^{(k)} + N_k \sigma^2 \mathbf{I}$ 可逆, 那么

广义的瑞利商问题就可以转化为求解普通的瑞利商问题。最大特征值即

$$\begin{aligned} \lambda_{\max} & \left(\left(\mathbf{H}^{(k)} \right)^H \mathbf{H}^{(k)}, \left(\tilde{\mathbf{H}}^{(k)} \right)^H \tilde{\mathbf{H}}^{(k)} + N_k \sigma^2 \mathbf{I} \right) \\ & = \lambda_{\max} \left(\left(\left(\tilde{\mathbf{H}}^{(k)} \right)^H \tilde{\mathbf{H}}^{(k)} + N_k \sigma^2 \mathbf{I} \right)^{-1} \left(\mathbf{H}^{(k)} \right)^H \mathbf{H}^{(k)} \right) \end{aligned} \quad (10)$$

从而得到特征向量

$$\begin{aligned} \mathbf{T}_0^{(k)} \\ \propto \max \text{ eigenvector} & \left(\left(\left(\tilde{\mathbf{H}}^{(k)} \right)^H \tilde{\mathbf{H}}^{(k)} + N_k \sigma^2 \mathbf{I} \right)^{-1} \left(\mathbf{H}^{(k)} \right)^H \mathbf{H}^{(k)} \right) \end{aligned} \quad (11)$$

该形式类似于文献[10]中的普通单用户波束成形向量的解

$$\mathbf{T}_0^{(k)} \propto \max \text{ eigenvector} \left(\left(\mathbf{H}^{(k)} \right)^H \mathbf{H}^{(k)} \right) \quad (12)$$

不同的是式(12)只考虑了用户 k 自己的信道状况, 而未考虑其他用户带来的干扰。

下面讨论当用户 k 具有多个并行独立数据流时的情形。

令 $\mathbf{T}^{(k)} = \left(\mathbf{T}^{(k,1)} \ \mathbf{T}^{(k,2)} \ \dots \ \mathbf{T}^{(k,L_k)} \right)$, 其中 $\mathbf{T}^{(k,i)}$ 为 $\mathbf{T}^{(k)}$ 的第 i 列, 并且各列正交。

$$\begin{aligned} \frac{\left\| \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{T}^{(k)} \right\|_F^2}{\left\| \tilde{\mathbf{H}}^{(i)} \mathbf{T}^{(k)} \right\|_F^2 + N_k \sigma^2} & = \frac{\left\| \mathbf{H}^{(k)} \left(\mathbf{T}^{(k,1)} \ \dots \ \mathbf{T}^{(k,L_k)} \right) \right\|_F^2}{\left\| \tilde{\mathbf{H}}^{(i)} \left(\mathbf{T}^{(k,1)} \ \dots \ \mathbf{T}^{(k,L_k)} \right) \right\|_F^2 + N_k \sigma^2} \\ & = \frac{\sum_{m=1}^{L^{(k)}} \left\| \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{T}^{(k,m)} \right\|_F^2}{N_k \sigma^2 + \sum_{m=1}^{L^{(k)}} \left\| \tilde{\mathbf{H}}^{(i)} \mathbf{T}^{(k,m)} \right\|_F^2} \end{aligned} \quad (13)$$

而由于

$$\left\| \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{T}^{(k,m)} \right\|_F^2 = \left\| \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{T}^{(k,m)} \right\|^2 = \left(\mathbf{H}^{(k)} \mathbf{T}^{(k,m)} \right)^H \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{T}^{(k,m)} \quad (14)$$

从而得

$$\begin{aligned} \frac{\left\| \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{T}^{(k)} \right\|_F^2}{\left\| \tilde{\mathbf{H}}^{(i)} \mathbf{T}^{(k)} \right\|_F^2 + N_k \sigma^2} \\ = \frac{\sum_{m=1}^{L^{(k)}} \left(\mathbf{T}^{(k,m)} \right)^H \left(\mathbf{H}^{(k)} \right)^H \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{T}^{(k,m)}}{N_k \sigma^2 + \sum_{m=1}^{L^{(k)}} \left(\mathbf{T}^{(k,m)} \right)^H \left(\tilde{\mathbf{H}}^{(i)} \right)^H \tilde{\mathbf{H}}^{(i)} \mathbf{T}^{(k,m)}} \end{aligned} \quad (15)$$

对于 VBLAST 系统, 还需要发送矩阵 $\mathbf{T}^{(k)}$ 满足条件 $\left(\mathbf{T}^{(k)} \right)^H \mathbf{T}^{(k)} = \mathbf{I}$, 即保证各个数据流发送功率同为 1。从而求解式(10)变为求解

$$\mathbf{T}^{(k)} = \arg \max_{\mathbf{T}^{(k)} \in \mathbf{C}^{M \times L^{(k)}}} \frac{\sum_{m=1}^{L^{(k)}} \left(\mathbf{T}^{(k,m)} \right)^H \left(\mathbf{H}^{(k)} \right)^H \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{T}^{(k,m)}}{N_k \sigma^2 + \sum_{m=1}^{L^{(k)}} \left(\mathbf{T}^{(k,m)} \right)^H \left(\tilde{\mathbf{H}}^{(i)} \right)^H \tilde{\mathbf{H}}^{(i)} \mathbf{T}^{(k,m)}} \quad (16)$$

约束条件为 $\left(\mathbf{T}^{(k)} \right)^H \mathbf{T}^{(k)} = \mathbf{I}$ 。

各预编码向量相互正交, 根据矩阵论, 各向量必是最大的 L_k 个广义特征值对应的特征向量。只要求解 λ_{\max} , λ_2 , \dots , λ_{L_k} 对应的特征向量 $\mathbf{T}_0^{(k,1)}$, $\mathbf{T}_0^{(k,2)}$, \dots , $\mathbf{T}_0^{(k,L_k)}$, 从而得预编码矩阵为 $\mathbf{T}_0^{(k)} = \left(\mathbf{T}_0^{(k,1)} \ \mathbf{T}_0^{(k,2)} \ \dots \ \mathbf{T}_0^{(k,L_k)} \right)$ 。

与采用 BD 的方法类似, $\mathbf{H}^{(k)} \mathbf{T}_0^{(k)}$ 就是信道矩阵块采用 MSLNR 方法得到的第 k 个用户的等效信道, 在不满足块对角化条件时各用户之间有少量的干扰。构成下行多用户 VBLAST 系统, 第 k 个用户接收信号为

$$\mathbf{r}^{(k)} = \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{T}_0^{(k)} \mathbf{b}^{(k)} + \mathbf{n}^{(k)} \quad (17)$$

等效信道矩阵即为 $\mathbf{H}^{(k)} \mathbf{T}_0^{(k)}$ 。同样, 在接收端所有的用于单用户 VBLAST 检测的算法如 MMSE、Golden 算法都可以使用。

5 仿真结果

在仿真中, 基站 8-11 根天线, 系统有 3 个用户, 对每个用户有两个并行的数据流发送, 系统共有 $3 \times 2 = 6$ 个并行的数据流, 采用 QPSK 调制。

采用 2.4GHz 独立的单径 Rayleigh 信道, 在每个符号周期, 各天线总发送功率归一化为 1。3 路针对 3 个用户的比特流在基站端经 QPSK 调制后复用成 2 路符号流。采用块衰落信道, 每个数据帧 1000 个符号, 每次仿真发送 1000 帧。

图 2 显示的是利用块对角化算法设计多用户 VBLAST 下行链路与利用 MSLNR 准则设计的性能比较。基站使用 8 根发送天线, 每个用户 2 根接收天线, 接收端都采用 MMSE 译码器进行 VBLAST 检测。由图可看出, 由于考虑了加性噪声的影响, 在误码率为 10^{-2} 时使用 MSLNR 的设计要比 BD 好大约 6dB。

图 3 显示的是在接收天线数目不变的情况下, 发送天线数目对 MSLNR 算法的性能影响。3 个用户, 每个用户 4 根接收天线, 基站 8-11 根发送天线。随着基站段发送天线的增加而使得系统中所有用户的分集增益增加, 从而性能得到提升, 具有与 BD, ZF 等算法同样的特点。

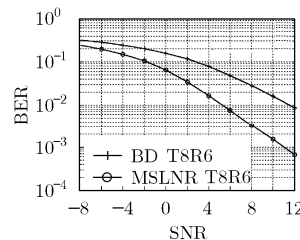


图2 BD算法与MSLNR算法的性能比较

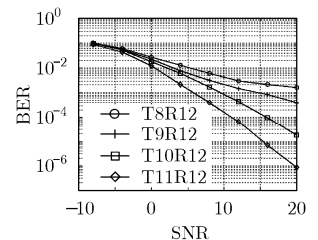


图3 采用不同发送天线数目时MSLNR算法性能

由于采用 MSLNR 准则, 允许用户间有少量的干扰, 因此没有块对角化方法必须是共道干扰为零的严格限制。从图 3 中可看出, 基站为 8 或者 9 根发送天线时, 天线配置不满足块对角化条件, 但系统仍然能提供一定的性能, 放松了对

了天线数目的约束。

6 结束语

该文提出利用最大信号泄露信噪比准则设计多用户 VBLAST 下行链路的方法。该方法相比块对角化方法而言考虑了噪声的影响,性能有较大的提高;另外,相对于块对角化方法对天线数目的约束,该文所提方法即使在不满足块对角化的条件下系统仍能拥有不错的性能。仿真表明该方法拥有优异的性能。

参 考 文 献

- [1] 张平. Beyond 3G 移动通信系统关键技术. 北京邮电大学学报, 2002, 25(3): 1-6.
Zhang Ping. Some research issues for Beyond 3G mobile system. *Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications*, 2002, 25(3): 1-6.
- [2] 陶小峰, 秦海燕, 温蕾等. 频率选择性信道下 V-BLAST 信道矩阵的建模. 北京邮电大学学报, 2004, 27(2): 84-87.
Tao Xiao-feng, Qin Hai-yan, and Wen Lei, *et al.*. Channel modeling of layered space-time code under frequency-selective fading channel. *Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications*, 2004, 27(2): 84-87.
- [3] 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.
- [4] Wong K K, Murch R D, Cheng R S, and Letaief K B. Optimizing the spectral efficiency of multiuser MIMO smart antenna systems. Proc. IEEE WCNC 2000, Chicago, USA, Sept. 2000, vol.1: 426-430.
- [5] Choi R L, Letaief K B, and Murch R D. MIMO CDMA antenna systems. Proc. IEEE ICC 2000, New Orleans, USA, June 2000, Vol.2: 990-994.
- [6] Palomar D P, Cioffi J M, and Lagunas M A. Joint Tx-Rx beamforming design for multicarrier MIMO channels: A unified framework for convex optimization. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2003, 51(9): 2381-2401.
- [7] Bourdoux A and Khaled N. Joint TX-RX optimization for MIMO-SDMA based on a null-space constraint. Proc. VTC2002-Fall, Vancouver, Canada, Sept. 2002: 171-174.
- [8] Tarighat A, Sadek M, and Sayed A H. A multi user beamforming scheme for downlink MIMO channels based on maximizing signal-to-leakage ratios. Proc. IEEE ICASSP 2005, Philadelphia, PA, Mar. 2005, Vol. 3: 1129-1132.
- [9] Choi R L and Murch R D. A transmit preprocessing technique for multiuser MIMO systems using a decomposition approach. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2004, 3(1): 20-24.
- [10] Larsson E G and Stoica P. Space-Time Block Coding for Wireless Communications. Cambridge, UK, Cambridge Univ. Press, 2003: 79-82.

王 强: 男, 1982年生, 博士生, 从事算法实现、多天线、多用户检测的研究。

张 平: 男, 1959年生, 教授, 博士生导师, 研究领域主要包括物理层、无线资源管理层、媒介接入管理层、无线网络运行与维护、Novel 系统概念、移动服务与应用等方面。