

多用户 MIMO 系统下行链路的空分多址发送预滤波技术研究

王亚峰^① 张峻峰^② 章健^① 杨大成^①

^①(北京邮电大学 电信工程学院 北京 100876)

^②(中兴通讯股份有限公司 移动事业部 深圳 518057)

摘要 该文提出了一种用于多用户 MIMO 系统下行链路的空分多址发送预滤波技术, 通过在目前已有的基于块对角化的联合 TX-RX MMSE 算法的基础上, 增加新的约束条件, 使等效信道由块对角化矩阵变为完全对角化矩阵, 就可以在发送端同时将多用户干扰(MUI)和用户内部各根天线之间的干扰完全消除。改进后的算法除了具有基于块对角化的算法的特点外, 还具有更切实可行, 简化接收机设计的优点。

关键词 空分多址, 多用户干扰, 块对角化, 完全对角化

中图分类号: TN919.3 文献标识码: A 文章编号: 1009-5896(2006)04-0732-04

A Transmit Preprocessing Technique for Downlink SDMA in Multi-user MIMO Channels

Wang Ya-feng^① Zhang Jun-feng^② Zhang Jian^① Yang Da-cheng^①

^①(College of Telecommunications, Beijing University of Posts & Telecommunications, Beijing 100876, China)

^②(Mobile Division, ZTE Corporation, Shenzhen 518057, China)

Abstract A transmit preprocessing technique for downlink spatial multiplexing in multi-user MIMO channels is proposed in this paper. Through adding additional constraint to the joint TX-RX MMSE optimization scheme the equivalent channel can be changed from block-diagonalization to complete diagonalization. Thus both MUI (Multi-User Interference) and per-user multi-stream interference can be canceled simultaneously. Besides the general advantage of the algorithms based on block-diagonalization, the modified algorithm is much more feasible and has the advantage of simplifying the receivers.

Key words Spatial-Division Multiple Access(SDMA), Multi-User Interference(MUI), Block-diagonalization, Complete diagonalization

1 引言

与单天线系统相比, MIMO 技术由于利用了多个并行的空间信道, 带来了显著的容量或分集增益, 因此在近年来受到了普遍的重视。到目前为止, 这一领域的研究还主要着眼于单用户点对点多天线通信系统, 而不考虑多用户之间的共信道干扰。一直到最近, 人们研究的注意力开始转移到多用户 MIMO 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, 这里单用户系统中不用考虑的共信道干扰, 如果没有得到很好的处理, 将会引起系统性能的严重恶化。TDMA 技术和 CDMA 技术都曾作为对抗共信道干扰的方法在多用户 MIMO 系统中被提出过, 但二者都存在着较明显的不足。TDMA 技术的谱效率太低, 因此系统

的和容量并不高, 体现不出 MIMO 系统的大容量的优势。CDMA 技术存在的问题是多用户 MIMO 系统需要消耗大量的码资源, 系统很难能满足这个要求。

由于 SDMA(Spatial-Division Multiple Access, 空分多址) 技术固有的高频谱利用率^[1,2], 且不消耗码资源, 如果将 SDMA 与 TDMA 或 CDMA 结合, 则可以克服 TDMA 或 CDMA 本身的不足, 以进一步提高系统应用的灵活性。SDMA 的关键技术是如何消除多用户干扰(Multi-User Interference, MUI) 和每个用户各个天线之间的干扰。由于数据业务本身的非对称性, 一般下行对高速率、大容量的需求往往要比上行更迫切, 因此这一技术也主要用于下行链路。为了消除 MUI, 参考文献[3-5]提出通过设计一个预滤波器使得等效信道被块对角化。尽管该块对角化算法对消除 MUI 很有效, 但它需要每个移动台随时知道所有其它移动台的信道状况, 而一般接收端只能知道自己的信道状况(下行链路)。本文的算法就是针对这一明显的缺点进行的改进, 同时简化了接收机设计。

2 系统模型

我们考虑一个有 1 个基站, U 个用户的系统。基站具有 A 根发射天线, 每个用户具有 B^u ($u=1, 2, \dots, U$) 根接收天线。基站同时向 U 个用户发送多路数据流, 其中发送给用户 1 的数据流是 C^1 , 发送给用户 u 的数据流是 C^u 。每个用户同时收到的是发给所有用户的数据的叠加, 并试图从中恢复出发给自己的数据流 C^u , 模型如下图所示:

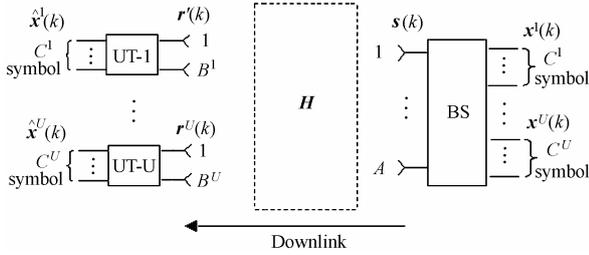


图 1 采用 SDMA 的多用户 MIMO 系统模型

Fig. 1 SDMA MIMO system

在任一时刻 k , 用户的符号矢量 $\mathbf{x}(k)$ 经预滤波之后形成的信号矢量 $\mathbf{s}(k)$ 由基站发出。 $\mathbf{x}(k)$ 是由各用户的符号矢量 $\mathbf{x}^u(k)$ 按如下规则拼接而成的:

$$\mathbf{x}(k) = [\mathbf{x}^1(k)^T \dots \mathbf{x}^U(k)^T]^T \quad (1)$$

$$\mathbf{s}(k) = [\mathbf{s}_1(k) \dots \mathbf{s}_A(k)]^T \quad (2)$$

$$\mathbf{x}^u(k) = [\mathbf{x}_1^u(k) \dots \mathbf{x}_{C^u}^u(k)]^T \quad (3)$$

式中用黑体表示矩阵或向量, 上标 T 表示转置。以下相同。

在平坦衰落信道下, 第 u 个用户接收到的信号为

$$\mathbf{r}^u(k) = \mathbf{H}^u \cdot \mathbf{s}(k) + \mathbf{n}^u(k) \quad (4)$$

式中的 \mathbf{H}^u 是整个信道矩阵 \mathbf{H} 中对应用户 u 的 B^u 行, 也就是说, \mathbf{H}^u 是从基站到第 u 个用户的 MIMO 子信道。因此,

信道矩阵 \mathbf{H} 的维数为 $\left(\sum_{u=1}^U B^u\right) \times A$ 。

在接收端, 每个用户用一个线性滤波器 \mathbf{G}^u 来恢复自己的信号 $\mathbf{x}^u(k)$ 。

$$\hat{\mathbf{x}}^u = \mathbf{G}^u \cdot \mathbf{r}^u(k) = \mathbf{G}^u \cdot \mathbf{H}^u \cdot \mathbf{F} \cdot \mathbf{x}(k) + \mathbf{G}^u \cdot \mathbf{n}^u(k) \quad (5)$$

需要注意的是, 上式中的 $\mathbf{x}(k)$ 包含所有 U 个用户的符号。因此, 如果不进行适当的处理, 将导致信噪比的严重下降。

3 已有的空分多址发送预滤波技术

为了消除 MUI, 参考文献[3-5]提出通过设计一个预滤波器 \mathbf{F} 使得等效信道被块对角化(Block Diagonalization, BD), 即 $\mathbf{H} \cdot \mathbf{F}$ 是块对角化的, 其对角线上的第 u 个块的维数为 $B^u \times C^u$ 。在理想条件下, 这样的处理可以使 MUI 被完全消除, 只剩下一个用户内部各根天线之间的干扰, 这种干扰可以通过单用户 MIMO 系统的检测算法在接收端进行处

理。

假定 \mathbf{H} 是 U 个用户的信道矩阵 \mathbf{H}^u 的垂直拼接, \mathbf{F} 是 U 个预滤波矩阵 \mathbf{F}^u 的水平拼接, 即

$$\mathbf{H} = \left[(\mathbf{H}^1)^T \dots (\mathbf{H}^U)^T \right]^T \quad (6)$$

$$\mathbf{F} = [\mathbf{F}^1 \dots \mathbf{F}^U] \quad (7)$$

如果选择 \mathbf{F}^u 的列位于 \mathbf{H}_c^u 的零空间(null-space), 则块对角化条件就可以满足。这里的 \mathbf{H}_c^u 是整个信道矩阵 \mathbf{H} 去掉对应于用户 u 的 B^u 行得到的, 因此 \mathbf{H}_c^u 具有 $\sum_{k=1, k \neq u}^U B^k$ 行:

$$\mathbf{F}^u \in \text{null}\{\mathbf{H}_c^u\} \Leftrightarrow \mathbf{H}_c^u \cdot \mathbf{F}^u = \mathbf{O} \quad (8)$$

为了求解这样的矩阵 \mathbf{F} , 文献[1]引入了两个矩阵 \mathbf{N} 和 \mathbf{E} , 矩阵 \mathbf{F} 定义为 $\mathbf{N} \cdot \mathbf{E}$ 。矩阵 \mathbf{N} 的第 u 个子块 \mathbf{N}^u 是 \mathbf{H}_c^u 零空间的正交基。显然, \mathbf{N}^u 的列数 D^u 为

$$D^u = A - \sum_{k=1, k \neq u}^U B^k \quad (9)$$

矩阵 \mathbf{E} 也是块对角化矩阵, 其对角线上的第 u 个子块 \mathbf{E}^u 的维数为 $D^u \times C^u$ 。

类似地, 矩阵 \mathbf{G} 也被设计成块对角化矩阵, 其对角线上的每个子块 \mathbf{G}^u 的维数为 $C^u \times B^u$ 。图2表示了这里提到的各种矩阵以及它们各自的维数。

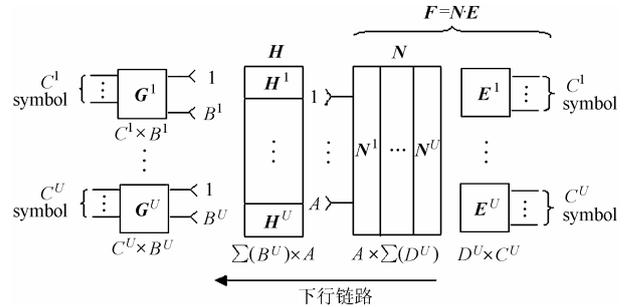


图 2 空分多址发送预滤波技术中用到的各种矩阵

Fig. 2 SDMA MIMO matrices

文献[3-5]采用了文献[6]提出的联合TX-RX MMSE优化方案(该联合优化方案可以完全消除MUI), 但用块对角化约束条件对其做了修改。对于每个用户 u , 优化只对其等效信道 $\mathbf{H}^u \cdot \mathbf{N}^u$ 进行, 即求解如下有约束条件的最小化问题:

$$\left. \begin{aligned} \min_{\mathbf{E}^u, \mathbf{G}^u} E \left[\left\| \mathbf{x}^u(k) - \hat{\mathbf{x}}^u(k) \right\|_2^2 \right] \\ \text{s.t. } \text{trace}(\mathbf{F}^{uH} \mathbf{F}^u) = P^u \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

即

$$\left. \begin{aligned} \min_{\mathbf{E}^u, \mathbf{G}^u} E \left[\left\| \mathbf{x}^u(k) - \mathbf{G}^u (\mathbf{H}^u \mathbf{N}^u \mathbf{E}^u \mathbf{x}^u(k) + \mathbf{n}^u(k)) \right\|_2^2 \right] \\ \text{s.t. } \text{trace} \left[(\mathbf{E}^u)^H (\mathbf{N}^u)^H \mathbf{N}^u \mathbf{E}^u \right] = P^u \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

式中 P^u 是用户 u 的发送功率, 上标 H 表示共轭转置。

通过引入Lagrange乘数, 将有约束的最优化问题转化为

求解如下Lagrange问题:

$$L(\lambda^u, \mathbf{E}^u, \mathbf{G}^u) = E \left[\left\| \mathbf{x}^u(k) - \mathbf{G}^u (\mathbf{H}^u \mathbf{N}^u \mathbf{E}^u \mathbf{x}^u(k) + \mathbf{n}^u(k)) \right\|_2^2 \right] + \lambda^u \left\{ \text{trace} \left[(\mathbf{E}^u)^H (\mathbf{N}^u)^H \mathbf{N}^u \mathbf{E}^u \right] - P^u \right\} \quad (12)$$

通过选取适当的 λ^u 来满足功率约束。采用与文献[7,8]同样的方法,通过对 $\mathbf{H}^u \cdot \mathbf{N}^u$ 进行奇异值分解,文献[3-5]得到了如下发送滤波器 \mathbf{F}^u 和接收滤波器 \mathbf{G}^u 的解:

$$\mathbf{H}^u \cdot \mathbf{N}^u = \mathbf{U}_{HN}^u \boldsymbol{\Sigma}_{HN}^u (\mathbf{V}_{HN}^u)^H \quad (13)$$

$$(\boldsymbol{\Sigma}_E^u)^2 = \left[\frac{\sigma}{\sqrt{\lambda^u}} (\boldsymbol{\Sigma}_{HN}^u)^{-1} - \sigma^2 (\boldsymbol{\Sigma}_{HN}^u)^{-2} \right]_+ \quad (14)$$

$$\mathbf{F}^u = \mathbf{N}^u \mathbf{E}^u = \mathbf{N}^u \mathbf{V}_{HN}^u \boldsymbol{\Sigma}_E^u \quad (15)$$

$$\mathbf{G}^u = (\boldsymbol{\Sigma}_E^u \boldsymbol{\Sigma}_{HN}^u)^{-1} (\mathbf{U}_{HN}^u)^H \quad (16)$$

式中的 $[\cdot]_+$ 表示只取非负值。式(16)中,只对对角阵的非0元素求逆。

当 $\mathbf{H}^u \cdot \mathbf{N}^u$ 不是方阵时,如果行数大于列数,则

$$\mathbf{H}^u \cdot \mathbf{N}^u = [\mathbf{U}_{HN}^u \quad \tilde{\mathbf{U}}_{HN}^u] \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Sigma}_{HN}^u \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} (\mathbf{V}_{HN}^u)^H \quad (17)$$

如果行数小于列数,则

$$\mathbf{H}^u \cdot \mathbf{N}^u = \mathbf{U}_{HN}^u \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Sigma}_{HN}^u & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{HN}^u \\ \tilde{\mathbf{V}}_{HN}^u \end{bmatrix}^H \quad (18)$$

显然,天线数目的要求如下:

$$\begin{aligned} B^u &\geq C^u \\ A - \sum_{k=1, k \neq u}^U B^k &\geq C^u \end{aligned} \quad (19)$$

在上面得到的 \mathbf{F}^u 和 \mathbf{G}^u 条件下,有如下方程:

$$\hat{\mathbf{x}}(k) = \mathbf{x}(k) + \mathbf{G}^u \cdot \mathbf{n}^u(k) \quad (20)$$

即通过发送滤波器和接收滤波器的联合处理,得到了发送信号的估计。

4 空分多址发送预滤波技术的改进算法

尽管上述块对角化方法可以完全消除 MUI,因此对克服远近效应非常有效,但它存在着如下弊病: \mathbf{G}^u 是由 $\boldsymbol{\Sigma}_E^u$, $\boldsymbol{\Sigma}_{HN}^u$ 和 \mathbf{U}_{HN}^u 得到的,而它们是通过 $\mathbf{H}^u \cdot \mathbf{N}^u$ 进行奇异值分解得到的。这表面上看起来好像都是针对每个用户 u 自身的,但实际上,由于 \mathbf{N}^u 是 \mathbf{H}_c^u 零空间的正交基,即只有已知 \mathbf{H}_c^u 才能得到 \mathbf{N}^u 。换句话说,要知道 $\mathbf{H}^u \cdot \mathbf{N}^u$ 就必须知道整个信道矩阵 \mathbf{H} ,即需要每个移动台随时知道所有其它移动台的信道状况。这在接收端根本不现实,由于无线信道的时

变特性,任一时刻各移动台之间的衰落是独立的,每个移动

台只能知道自己的信道状况 \mathbf{H}^u 。

为了克服上面的缺点,本文对这种块对角化的思想做了修改,将块对角化条件进一步加强为完全对角化(Complete diagonalization,CD),即将用户内部各根天线之间的干扰也完全在接收端消除了,这样做一个附加的好处是简化了接收机设计。为了与已有的 BD 算法相区别,我们将新算法称为 CD 算法。新算法的改进就是在块对角化约束的基础上,增加了另一个约束条件,即

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{H}_c^u \cdot \mathbf{F}^u &= \mathbf{O} \\ \mathbf{H}^u \cdot \mathbf{F}^u &= \mathbf{I} \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

当采用与已有算法同的想法构造了矩阵 \mathbf{N} 之后,第2个附加的约束条件变为

$$\mathbf{H}^u \cdot \mathbf{N}^u \cdot \mathbf{E}^u = \mathbf{I} \quad (22)$$

为了求解 \mathbf{E}^u ,我们对上式两边左乘 $\mathbf{H}^u \cdot \mathbf{N}^u$ 的伪逆,得

$$\mathbf{E}^u = (\mathbf{H}^u \cdot \mathbf{N}^u)^+ \quad (23)$$

式中的 $(\cdot)^+$ 表示求伪逆。

同时,为了满足功率约束条件,我们对式(23)做如下改变,得

$$\mathbf{E}^u = \frac{\sqrt{P^u}}{\|(\mathbf{H}^u \cdot \mathbf{N}^u)^+\|_F} (\mathbf{H}^u \cdot \mathbf{N}^u)^+ \quad (24)$$

式中得 $\|\cdot\|_F^2$ 表示求 Frobenius 范数。

由于我们的新算法在发送端就通过预滤波器 $\mathbf{F} = \mathbf{N} \cdot \mathbf{E}$ 同时消除了 MUI 和用户内部各根天线之间的干扰,因此接收滤波器 \mathbf{G}^u 就不再需要了。此时,

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}(k) &= \mathbf{H}^u \cdot \mathbf{N}^u \cdot \mathbf{E}^u \cdot \mathbf{x}(k) + \mathbf{n}^u(k) \\ &= \frac{\sqrt{P^u}}{\|(\mathbf{H}^u \cdot \mathbf{N}^u)^+\|_F} \mathbf{x}(k) + \mathbf{n}^u(k) \end{aligned} \quad (25)$$

5 仿真结果

为了验证我们提出的新算法的性能,我们仿真了一个典型的多用户 MIMO 系统,基站有 6-8 根天线,系统有 3 个用户,每个用户有两根天线。因此,这样的系统配置同时有 $3 \times 2 = 6$ 个并行的数据流发送。

3路输入比特流在基站端经 QPSK 调制后解复用成 2 路符号流。每路符号流再分割成包含 480 个符号的数据帧,采用块衰落信道,每次仿真发送 1000 帧。每个符号周期,各根天线的总发射功率归一化为 1。信道条件包括独立信道和 Nokia 空间相关信道^[9,10]。

图3显示的是新算法(CD算法)和已有的联合 TX-RX MMSE(BD算法)在独立信道下的性能比较。图4显示的是 CD 算法和 BD 算法在 Nokia 空间相关信道下的性能比较。

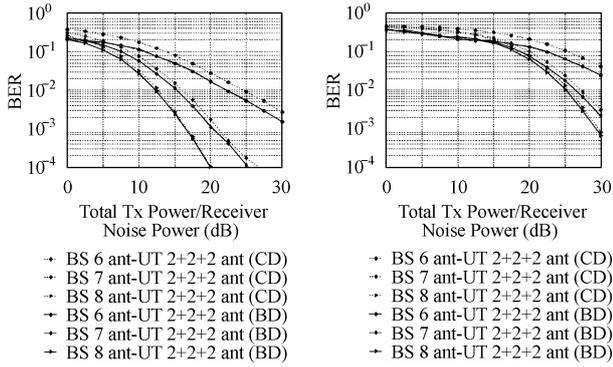


图 3 BD 算法和 CD 算法在独立信道下的性能比较
Fig. 3 Performance comparison between BD and CD in independent Channel

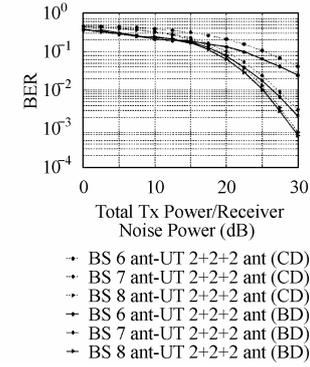


图 4 BD 算法和 CD 算法 Nokia 空间相关信道下的性能比较
Fig. 4 Performance comparison between BD and CD in Nokia correlative channel

从图中可以看出, CD 算法(图中用虚线表示)的 BER 性能在这两种情况下都略低于 BD 算法(图中用实线表示)的性能。这是不难理解的, CD 算法在它所假设的条件下,性能是最优的,但这种假设是不现实的。BD 算法虽然性能略低于 CD 算法,但却是可行的算法之一。

此外, CD 算法具有和 BD 算法相同的优点和特性: (1) 在基站端增加 1 根发送天线, 就可以使系统中所有用户的分集增益增加 1; (2) 由于 MUI 的存在, 多用户 MIMO 系统的性能要低于同样维数信道矩阵的单用户 MIMO 系统的性能。比如 3 个用户, 每用户 2 根接收天线的多用户系统, 其性能要低于具有 6 根接收天线的单用户系统, 关于 BD 算法和单用户系统的性能比较见图 5, 也可参见文献[3]; (3) 在用户数和每用户接收天线数目不变的情况下, 随着发送天线数目的增加, 多用户系统和单用户系统的性能差异逐渐缩小。因为随着发送天线数目增加, 可以有更多的自由度来对抗 MUI, 使得起影响逐步减小。

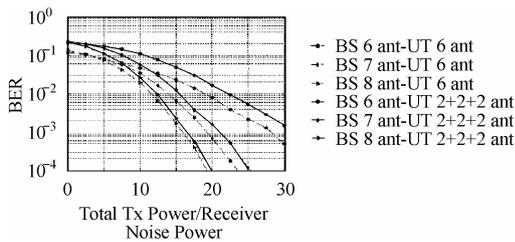


图 5 采用 BD 算法的多用户 SDMA-MIMO 系统与单用户系统的性能比较

Fig. 5 SDMA MIMO TX-RX MMSE performance

6 结束语

本文提出了一种用于 SDMA MIMO 的发送预滤波技术, 该算法相对于已有的基于联合 TX-RX MMSE 的算法而言, 除了可以在发送端将 MUI 完全消除掉外, 还可以同时去掉一个用户内部各根天线之间的干扰。概括起来, 有以下优点。

首先, 具有所有基于块对角化的算法所具备的优点: (1) 由于可以完全消除 MUI, 因此可有效克服远近效应; (2) 在基站端增加 1 根发送天线, 就可以使系统中所有用户的分集增

益增加 1;

其次, 相对于基于块对角化联合 TX-RX MMSE 的算法而言, 本算法还具有如下特殊的优点: (1) 更加现实可行, 每个用户只需要知道自己的信道状况就够了, 而不需要同时知道所有用户的信道状况; (2) 由于在发送端同时将 MUI 与用户内部各根天线之间的干扰完全消除了, 因此接收端就不再需要进行处理, 简化了接收机设计。

参考文献

- [1] Vandenameele P, L Van der Perre, Engels, M *et al.*. A combined OFDM/SDMA approach. *Journal on Selected Areas in Communications*, 2000, 18(11): 2312 – 2321.
- [2] Thoen S, L Van der Perre, Engels, M *et al.*. Adaptive loading for OFDM/SDMA-based wireless networks. *IEEE Trans. on Communications*, 2002, 50(11): 1798 – 1810.
- [3] Bourdoux A, Khaled N. Joint TX-RX optimization for MIMO-SDMA based on a null-space constraint. VTC 2002-Fall, Vancouver, Canada, Sept. 2002: 171 – 174.
- [4] Choi L, Murch R D. A transmit preprocessing technique for Multi-user MIMO systems using a decomposition approach. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2004, 3(1): 20 – 24.
- [5] Spencer Q H, Swindlehurst A L, Haardt M. Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multi-user MIMO channels. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2004, 52(2): 461 – 471.
- [6] Wong Kai-Kit. Diversity achievable by joint channel diagonalization through multi-user MIMO smart antennas. GLOBECOM '02, Taipei, Nov. 2002: 17 – 21.
- [7] Sampath H, Stoica P, Paulraj A. Joint transmit and receive optimization for high data rate wireless communication using multiple antennas. Proceedings of Asilomar 1999, Monterey, California, June 1999: 215 – 219.
- [8] Sampath H, Stoica P, Paulraj A. Generalized linear precoder and decoder design for MIMO channels using the weighted MMSE criterion. *IEEE Trans. on Communications*, 2001, 49(12): 2198 – 2206.
- [9] Derryberry R T. A MIMO channel model for 1x EV DV evaluation, 3GPP2, TSG-C WG5 Evaluation Ad Hoc Contribution, June 2001.
- [10] Pedersen K I, Andersen J B, Kermoal J P, *et al.*. A stochastic MIMO radio channel model for evaluation of space-time coding algorithm, VTC 2000 Fall, Boston, United States, September 2000: 893 – 897.

王亚峰: 男, 1974 年生, 博士, 从事第三代移动通信系统的性能分析移动通信相关的基础理论和关键技术的研究。

杨大成: 男, 1951 年生, 教授, 博士生导师, 北京邮电大学电信工程学院无线中心主任, 北京邮电大学 BUPT-QUALCOMM 联合研究中心中方首席专家, 原邮电部移动通信研究开发中心副主任, 中国电子学会高级会员。从事 cdma2000 及其演进系统的系统级性能研究。