

基于多项式内插的 MIMO 时间-频率双选择性信道的信道估计

于晓燕 王加庆 杨绿溪
(东南大学无线电工程系 南京 210096)

摘要 数据的高速率传输以及终端的高速移动,导致无线通信信道具有时间选择性与频率选择性两个特征。该文主要研究了数据分组传输方式下,基于导频符号辅助调制(PSAM)的多输入多输出(MIMO)时间-频率双选择性信道的信道估计问题。首先,将时间-频率双选择性 MIMO 信道,建模为一个随时间变化的多项式内插信道模型;然后,根据信道 Doppler 衰落速率、多项式模型中的误差项,确定出模型的阶数以及整个数据块的长度;最后,基于该多项式内插信道模型,提出了采用 PSAM 的 MIMO 双选择性信道估计方法。实验结果表明该算法在时间-频率双选择性衰落信道下具有较好的性能。

关键词 MIMO 系统, 导频符号辅助调制, 双选择性信道, 信道估计, 多项式内插

中图分类号: TN911.2

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)05-0871-04

Doubly Selective Fading Channel Estimation Based on Polynomial Interpolation in MIMO Systems

Yu Xiao-yan Wang Jia-qing Yang Lü-xi

(Department of Radio Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract High data transmission rates and high mobility give rise to time selectivity and frequency selectivity in wireless communication channels. This paper investigates Multi-Input Multi-Output (MIMO) time and frequency doubly selective channel estimation using polynomial interpolation method for data block transmissions. Firstly, a polynomial interpolation model is introduced to represent doubly selective MIMO channel; then, relying on channel Doppler fading rate and the polynomial error term, the polynomial model order and the length of the whole data block are obtained; Finally, based on polynomial interpolation channel model, MIMO doubly selective channels are estimated using pilot symbol assisted modulation. Simulation results show that the proposed estimation method has effective performance.

Key words MIMO systems, Pilot symbol assisted modulation, Doubly selective channels, Channel estimation, Polynomial interpolation

1 引言

信息论的研究已表明,多输入多输出(MIMO)通信系统与单天线通信系统相比,具有成倍线性增长的信道容量和频谱利用率,因此它是新一代移动通信技术的主要发展方向之一,但其中也有大量的空时信号处理问题需要解决,特别是当 MIMO 信道是时间-频率双选择性衰落时,其空时信号处理问题更复杂。为获得较好的性能增益,一般都要求接收端有效地完成信道估计。

高速分组宽带传输和高移动性终端的要求,使得无线 MIMO 通信信道具有两个特征:一是快速移动通信环境所导致的信道时变特性(或时间选择性);二是当多径时延扩展的长度大于码元周期时,多径衰落使得空时 MIMO 信道变成频率选择性衰落信道。对 MIMO 信道的估计与跟踪是相当重要的,因为其估计的精确性对整个通信系统的性能有着很大影响。当天线数目增加时,信道估计遇到了极大的挑战,因为未知的信道抽头个数增加,且发送能量被分割。

MIMO 无线通信系统的信道估计与跟踪技术主要分为两大类:一类是基于训练序列的信道估计与跟踪;另一类是依赖于接收端信号的统计特性,对信道进行盲估计。与基于训练序列的方法相比,盲信道估计需要更多的接收数据,以及更高的计算复杂性,但它可以大大提高信道的频带利用率^[1]。与发送端发送较长的训练序列相反,在数据传输过程中频繁或周期地插入导频信号的方法称为导频符号辅助调制(PSAM)。PSAM 最初起源于时变平衰落信道估计^[2, 3],最近已经推广到频率选择性信道^[4]、双选择性信道^[5],其中虽考察了导频信号的最佳放置,然而,对于数据分组传输方式下,整个数据块以及数据子块的长度皆未考虑。对于时变信道的建模已有多种方法,例如 AR 模型^[6]、复指数基扩展模型(BEM)^[7]、小波基^[8]、多项式基^[9]等。本文将 MIMO 双选择性信道,建模为一个随时间变化的多项式内插信道模型;然后基于该多项式内插信道模型,提出了采用 PSAM 的 MIMO 双选择性信道估计方法。此估计方法的优点是:(1)可以确定整个数据块的长度、数据子块的个数、数据子块的长度;(2)导频聚类位置未知参数的估计是在信道时变情况下进行的,无需假定信道时不变,这是一个新的突破,与文献[10]明显不同;(3)只需估计导频位置的参数,其它位置的信

2004-09-06 收到, 2005-10-31 改回
国家自然科学基金(60272046)及重大基金(60496310), 国家 863 计划项目(2002AA123031), 教育部博士点基金(20020286014)和江苏省自然科学基金(BK2005061)资助课题

道冲击响应可通过多项式插值的方式来完成。仿真部分给出了本文算法的MSE和进行迫零(ZF)均衡后的BER曲线。

本文安排如下:第2节介绍了时间-频率双选择性信道下的MIMO系统模型;第3节介绍了MIMO双选择性信道的多项式内插模型;第4节基于多项式内插模型,利用PSAM对MIMO双选择性信道进行了估计;第5节给出了实验结果及性能分析;第6节为本文的一些结论。

2 MIMO系统模型

MIMO(N_R, N_T)无线通信系统的每个接收单元的信号可写成所有发送数据的线性组合:

$$y_\nu(n) = \sum_{\mu=1}^{N_T} \sum_{l=0}^L h^{(\nu, \mu)}(n; l) u_\mu(n-l) + w_\nu(n), \quad \nu=1, \dots, N_R \quad (1)$$

其中 $h^{(\nu, \mu)}(n; l)$ 为从发送天线 μ 到接收天线 ν 的第 l 个抽头的时变信道冲击响应, L 为信道冲击响应的最大抽头数, $w_\nu(n)$ 是零均值, 方差为 σ_w^2 的复加性高斯白噪声。将第 k 个数据块内的 N 个接收信号写成矢量形式为

$$y_\nu(k) = \sum_{\mu=1}^{N_T} [\mathbf{H}^{(\nu, \mu)}(k) \mathbf{u}_\mu(k) + \mathbf{H}_{\text{ibi}}^{(\nu, \mu)}(k) \mathbf{u}_\mu(k-1)] + \mathbf{w}_\nu(k) \quad (2)$$

其中 $y_\nu(k) := [y_\nu(kN), \dots, y_\nu(kN+N-1)]^T$ 和 $\mathbf{u}_\mu(k) := [u_\mu(kN), \dots, u_\mu(kN+N-1)]^T$ 分别为 $N \times 1$ 维的接收和发送向量,

$\mathbf{w}_\nu(k) := [w_\nu(kN), \dots, w_\nu(kN+N-1)]^T$ 为 $N \times 1$ 的AWGN噪声, 并且 $\mathbf{H}^{(\nu, \mu)}(k)$ 与 $\mathbf{H}_{\text{ibi}}^{(\nu, \mu)}(k)$ 分别是 $N \times N$ 维的下、上三角矩阵, 具有形式:

$$\begin{aligned} [\mathbf{H}^{(\nu, \mu)}(k)]_{i,j} &= h^{(\nu, \mu)}(kN+i-1, N+i-j), \\ [\mathbf{H}_{\text{ibi}}^{(\nu, \mu)}(k)]_{i,j} &= h^{(\nu, \mu)}(kN+i-1, i-j), \end{aligned} \quad i, j=1, \dots, N$$

式(2)右边的第2项依赖于 $\mathbf{u}_\mu(k-1)$, 它表达了由于信道延迟扩展所引起的块间干扰(IBI)。信道矩阵 $\mathbf{H}^{(\nu, \mu)}(k)$, $\mathbf{H}_{\text{ibi}}^{(\nu, \mu)}(k)$ 与文献[4]中信道矩阵的差别在于此处所有的信道抽头是随时间而变化的, 所以 $\mathbf{H}^{(\nu, \mu)}(k)$, $\mathbf{H}_{\text{ibi}}^{(\nu, \mu)}(k)$ 不再是Toeplitz矩阵。

当数据块的长度有限时, 为了能进行逐块信道估计与跟踪, 需要剔除IBI。

3 MIMO双选择性信道的内插模型

这一节, 考虑了如何将MIMO双选择性信道建模为一个随时间变化的内插信道模型。内插的方法最初起源于文献[11, 12]利用有限或无限个样本来进行信号重建的问题。 $h^{(\nu, \mu)}(n; l)$ 表示MIMO系统的时变冲击响应, 其中包括了发送接收滤波以及双选择性传播环境的影响。若仅考虑一个长度为 N 的数据块, 将有 $N_T N_R (L+1) N$ 个未知的信道抽头。内插模型可以通过利用一族内插系数来减少时变信道的未知参数。对于数据分组处理的情形, 内插模型可以将一个数据块内的时变信道参数, 转化为与所选择的导频点相对应的时不变参数, 从而便于进行信道估计。

利用泰勒级数展开定理, 可以将 $h^{(\nu, \mu)}(n; l)$ 表示为

$$h^{(\nu, \mu)}(n; l) = \sum_{q=0}^Q \alpha_q^{(\nu, \mu)}(l) n^q + R_{Q+1}(n; l), \quad l=0, \dots, L \quad (3)$$

其中系数 $\alpha_q^{(\nu, \mu)}(l)$ 定义为

$$\alpha_q^{(\nu, \mu)}(l) = \frac{1}{q!} \left[\frac{\partial^q h^{(\nu, \mu)}(n; l)}{\partial n^q} \right]_{n=0} \quad (4)$$

泰勒级数的余项 $R_{Q+1}(n; l)$ 可表示为

$$R_{Q+1}(n; l) = \frac{n^{Q+1}}{(Q+1)!} \left. \frac{\partial^{Q+1} h^{(\nu, \mu)}(n; l)}{\partial n^{Q+1}} \right|_{n=n'} \quad (5)$$

n' 处于 n 与0之间。

对于给定的数据块长度 N , 当阶数 $Q \rightarrow \infty$ 时, 余项 $R_{Q+1}(n; l) \rightarrow 0$ 。因此, 随着 Q 的增大, 多项式逼近将变得越来越精确。然而, 在数据块长度 N 与多项式阶数 Q 之间应该有个折中。余项 $R_{Q+1}(n; l)$ 的均方值为

$$E[R_{Q+1}(n; l) R_{Q+1}^*(n; l)] = \frac{n^{2(Q+1)}}{((Q+1)!)^2} \int_{f_D}^{f_D} (2\pi f)^{2(Q+1)} S(f) df \quad (6)$$

其上界为

$$\begin{aligned} E[R_{Q+1}(n; l) R_{Q+1}^*(n; l)] &\leq \frac{(2\pi N)^{2(Q+1)}}{((Q+1)!)^2} \int_{f_D}^{f_D} (f)^{2(Q+1)} S(f) df \\ &= B_K \end{aligned} \quad (7)$$

由Jakes模型知,

$$B_K = \frac{2(Q+1)! (\pi N f_D T)^{2(Q+1)}}{((Q+1)!)^4} \quad (8)$$

如此以来, 对于确定的 $f_D T$, B_K , 即可折中考虑 Q 与 N 。

上面的讨论表明信道抽头可以用一族多项式基向量来逼近, 同时根据Doppler衰落速率与多项式模型中的余项即可确定模型的阶数以及整个数据块的长度 N 。

4 MIMO双选择性信道的信道估计

为了降低接收端逐块处理的复杂性, 我们需要剔除IBI。目前至少有两种方法来剔除IBI: (1) 循环前缀(Cyclic Prefix, CP); (2) 补零延拓(Zero Padding, ZP)。据文献[5, 13]的分析, 本文采用后者。

如果每个数据块 $\mathbf{u}_\mu(k)$, ($\mu=1, \dots, N_T$)的最后 L 个符号全为0, 则IBI项将消失, 主要因为式(2)中 $\mathbf{H}_{\text{ibi}}^{(\nu, \mu)}(k)$ 只有最后 L 列有非零元, 则式(2)可以重写为

$$y_\nu(k) = \sum_{\mu=1}^{N_T} \mathbf{H}^{(\nu, \mu)}(k) \mathbf{u}_\mu(k) + \mathbf{w}_\nu(k) \quad (9)$$

将 $\mathbf{u}_\mu(k)$ 中信号与导频的放置表示为

$$\mathbf{u}_\mu(k) = [s_{\mu,1}^T(k), b_{\mu,1}^T(k), \dots, s_{\mu,P}^T(k), b_{\mu,P}^T(k)]^T \quad (10)$$

其中 P 为第 k 个数据块内发送数据子块的个数, 对任意发送天线 μ , 第 p 个子块中信号序列 $s_{\mu,p}(k)$ 与导频序列 $b_{\mu,p}(k)$ 的长度分别为 $N_{s,p}$, $N_{b,p}$, 并且满足 $\sum_{p=1}^P N_{s,p} = N_s$, $\sum_{p=1}^P N_{b,p} = N_b$, $N_s + N_b = N$ 。

由于信道估计与信号检测都是在单个数据块的基础上, 所以下面的分析将省略数据块的下标 k , 从而式(9)可以表示为

$$y_\nu = \sum_{\mu=1}^{N_T} H^{(\nu,\mu)} u_\mu + w_\nu \quad (11)$$

将式(11)中 N_R 个接收向量写成一个单独的数据块 $y = [y_1^T, \dots, y_{N_R}^T]^T$, 则有

$$y = Hu + w \quad (12)$$

其中 $H = \begin{bmatrix} H^{(1,1)} & \dots & H^{(1,N_T)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H^{(N_R,1)} & \dots & H^{(N_R,N_T)} \end{bmatrix}$, 为 $N_R N \times N_T N$ 的矩阵,

$u = [u_1^T, \dots, u_{N_T}^T]^T$ 是长度为 $N_T N$ 的列向量。与式(10)相类似, 同样将接收数据块 y 划分成两种类型的接收子块: 第 1 块 y_b , 仅仅依赖于 H 与 $\{b_p(k)\}_{p=1}^P$; 第 2 块 y_s , 依赖于 H , $\{s_p(k)\}_{p=1}^P$ 以及 $\{b_p(k)\}_{p=1}^P$ 。相应地, 将 H 分成 3 个矩阵: H_s , H_b , \bar{H}_b 。如此划分以后, 将得到如下的两个输入输出关系:

$$y_s = H_s s + \bar{H}_b \bar{b} + w_s \quad (13)$$

$$y_b = H_b b + w_b \quad (14)$$

其中式(13)中的 \bar{b} 包含导频序列 $b_{\mu,p}(\forall \mu, p)$ 的前 L 个元与后 L 个元; 右边第 2 项 $\bar{H}_b \bar{b}$ 表达了信号子块与其相邻导频子块间的干扰。

为了进行 MIMO 信道估计, 我们先从导频输入输出关系式(14)着手进行研究。对于第 ν 根接收天线, 接收数据 $y_{\nu,b}$ 可表示为

$$y_{\nu,b} = \begin{bmatrix} y_{\nu,b}^1 \\ \vdots \\ y_{\nu,b}^P \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{1,b}^{(\nu)} b_1 \\ \vdots \\ H_{P,b}^{(\nu)} b_P \end{bmatrix} + w_{\nu,b} \quad (15)$$

其中对任意的 $p=1, \dots, P$, $y_{\nu,b}^p = H_{p,b}^{(\nu)} b_p + w_{\nu,b}^p$, $b_p = [b_{1,p}^T, \dots, b_{N_T,p}^T]^T$, $b_{\mu,p} = [b_{\mu,p}(0), \dots, b_{\mu,p}(N_{b,p}-1)]^T$, $H_{p,b}^{(\nu)} = [H_{p,b}^{(\nu,1)}, \dots, H_{p,b}^{(\nu,N_T)}]$, 而

$$H_{p,b}^{(\nu,\mu)} = \begin{bmatrix} h^{(\nu,\mu)}(n_p;L) & \dots & h^{(\nu,\mu)}(n_p;0) & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & V & \dots & Q \end{bmatrix}_{(N_{b,p}-L) \times N_{b,p}}$$

式中 $V = h^{(\nu,\mu)}(n_p + N_{b,p} - L - 1; L)$
 $Q = h^{(\nu,\mu)}(n_p + N_{b,p} - L - 1; 0)$

(注: n_p 为 $y_{\nu,b}^p$ 中第一个元素的标号)

从而

$$y_{\nu,b}^p = B_p h_p \quad (16)$$

其中 $h_p = [h^{(\nu,1)}(n_p;0), \dots, h^{(\nu,1)}(n_p+L;L), \dots, h^{(\nu,N_T)}(n_p+(N_T-1)L;0), \dots, h^{(\nu,N_T)}(n_p+N_T L;L)]^T$, $B_p = (\text{diag}(\bar{b}_{1,p}, \dots, \bar{b}_{N_T,p}) \otimes I_{L+1})$ 。

故信道冲击响应的 LS 估计为

$$h_p = B_p^{-1} y_{\nu,b}^p \quad (17)$$

记 $h^{(\nu,\mu)}(l) = [h^{(\nu,\mu)}(n_1 + (\mu-1)L + l; l), \dots, h^{(\nu,\mu)}(n_p + (\mu-1)(L+1) + l; l)]^T$, 则

$$h^{(\nu,\mu)}(l) = U(l) \alpha^{(\nu,\mu)}(l) \quad (18)$$

其中

$$U(l) = \begin{bmatrix} X^0 & X^1 & \dots & X^Q \\ Y^0 & Y^1 & \dots & Y^Q \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ Z^0 & Z^1 & \dots & Z^Q \end{bmatrix}$$

式中 $X^0 = (n_1 + (\mu-1)L + l)^0$, $X^1 = (n_1 + (\mu-1)L + l)^1$, $X^Q = (n_1 + (\mu-1)L + l)^Q$; $Y^0 = (n_2 + (\mu-1)L + l)^0$, $Y^1 = (n_2 + (\mu-1)L + l)^1$, $Y^Q = (n_2 + (\mu-1)L + l)^Q$; $Z^0 = (n_p + (\mu-1)L + l)^0$, $Z^1 = (n_p + (\mu-1)L + l)^1$, $Z^Q = (n_p + (\mu-1)L + l)^Q$ 。 $U(l)$ 是一个 $P \times (Q+1)$ 的范德蒙矩阵, $\alpha^{(\nu,\mu)}(l) = [\alpha_0^{(\nu,\mu)}(l), \alpha_1^{(\nu,\mu)}(l), \dots, \alpha_Q^{(\nu,\mu)}(l)]^T$, 显然要想估计参数向量 $\alpha^{(\nu,\mu)}(l)$, 必须满足 $U(l)$ 是列满秩的, 即 $P \geq Q+1$ 。从而 $\alpha^{(\nu,\mu)}(l) = U(l)^{-1} h^{(\nu,\mu)}(l)$ 。故可进一步求出时变信道 $h^{(\nu,\mu)}(n; l)$ 。

5 实验结果及性能分析

在这一节, 我们给出了一些仿真结果来证实本文所提出算法的有效性。考虑 MIMO(2, 2)与 MIMO(4, 4)的无线通信系统, 采用的调制方式为 QPSK。与文献[7]的仿真参数类似, 采样间隔 T_s 和载波频率 f_c 分别取 53.6μs 和 2GHz, 所有仿真信道皆为时间-频率双选择性衰落信道, 信道抽头数 $L=3$ 。

图 1 中所表示的是, MIMO(4, 4)系统中, $f_d T = 0.01$, 信噪比为 20dB 时, 时变信道的真实系数与经过本文估计算法估计后的信道系数的比较。由于信道抽头数目较多, 故只列出了其中一个的实部。从图上可以看出, 估计后的信道系数与真实的信道系数几乎保持一致。

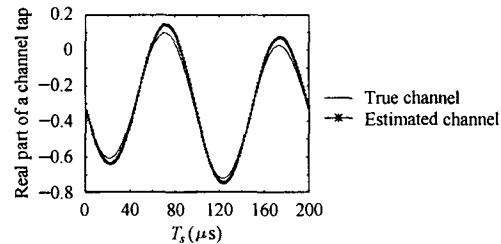


图 1 信道的真实系数与估计后的信道系数的比较
 Fig.1 Comparison of true channel and estimated channel

图 2 中所表示的是, MIMO(2, 2)与 MIMO(4, 4)系统中, $f_d T = 0.01$ 时, 本文所提出的估计算法, 在不同信噪比下的信道估计 MSE 性能曲线。从图中可以看出, 相同 SNR 下, 后者与前者相比, 信道估计误差明显变大。这说明随着天线数目的增加, 信道估计将变得越来越困难。

图 3 给出了 MIMO(4,4)系统中, 多普勒衰落速率 $f_d T = 0.01$ 情形下, 采用 ZF 检测时, 本文所提出的算法与采用基扩展模型(BEM)^[5]时, 系统在不同 SNR 下的 BER 曲线。同时我们还给出了理想情形(即信道完全已知)下的 BER, 以此作为评价标准。

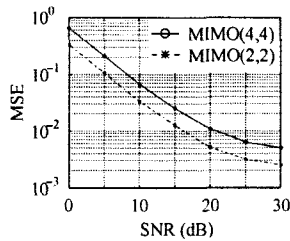


图2 MIMO(2, 2)与MIMO(4, 4)系统中, 信道MSE的比较
Fig.2 Channel MSE comparison between MIMO(2, 2) and MIMO(4, 4) systems

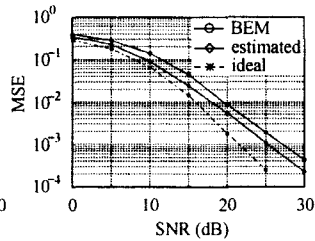


图3 MIMO(4, 4)系统中, 不同算法下的BER曲线
Fig.3 BER curves of different algorithms among MIMO(4, 4) systems

从图3中可以看出, 若要使BER达到0.01, 本文所提出的估计算法要比理想情况下增加3dB的SNR。而与BEM^[5]相比, 性能提高约2dB, 这主要是因为本文折中考虑了模型阶数 Q 与数据块的长度 N 。

6 结束语

本文对MIMO系统中时间-频率双选择性衰落信道的估计进行了研究。通过对双选择性衰落信道建立了一个多项式内插模型, 提出了采用PSAM的MIMO双选择性信道估计方法。实验结果与理论分析表明, 本文所提出的多项式内插算法在估计MIMO双选择性信道时具有较好的性能, 并且算法的性能优劣取决于多项式模型中阶数的选择以及整个数据块的长度。

参考文献

- [1] Boss D, Kammever K, Petermann T. Is blind channel estimation feasible in mobile communication systems? A study based on GSM. *IEEE Journal on Select Areas in Communications*, 1998, 16(8): 1479-1492.
- [2] Cavers J K. An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 1991, 40(4): 686-693.
- [3] Höeher P, Tufvesson F. Channel estimation with superimposed pilot sequence. Global Telecommunications Conference, Brazil, 1999, 4: 2162-2166.
- [4] Ma Xiaoli, Yang Liqing, Giannakis G B. Optimal training for

MIMO frequency-selective fading channels. Conference Record of the Thirty-Sixth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, California, 2002, 2: 1107-1111.

- [5] Ma Xiaoli, Giannakis G B, Ohno S. Optimal training for block transmissions over doubly-selective wireless fading channels. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2003, 51(5): 1351-1366.
- [6] Baddour K E, Beaulieu N C. Autoregressive models for fading channel simulation. Global Telecommunications Conference, Texas, USA, 2001, 2: 1187-1192.
- [7] Giannakis G B, Tepedelenioglu C. Basis expansion models and diversity techniques for blind identification and equalization of time varying channels. *Proc. IEEE*, 1998, 86(10): 1969-1986.
- [8] Martone M. Wavelet-based separating kernels for sequence estimation with unknown rapidly time-varying channels. *IEEE Communications Letters*, 1999, 3(3): 78-80.
- [9] Borah D K, Hart B D. Frequency-selective fading channel estimation with a polynomial time-varying channel model. *IEEE Trans. on Communications*, 1999, 47(6): 862-873.
- [10] Wu J, Xiao C. Time-varying and frequency-selective channel estimation with unequally spaced pilot symbols. ICCASP 2003, Hong Kong, 4: 620-623.
- [11] Tufts D W, Johnson N. Methods for recovering a random waveform from a finite number of samples. *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, 1965, 12(1): 32-39.
- [12] Oetken G, Parks T W, Schussler H W. New results in the design of digital interpolators. *IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 1975, 23(3): 301-309.
- [13] Wang Zhengdao, Ma Xiaoli, Giannakis G B. OFDM or single-carrier block transmissions. *IEEE Trans. on Communications*, 2004, 52(3): 380-394.

于晓燕: 女, 1977年生, 博士生, 目前的研究方向为MIMO无线通信系统中的空时信号处理。

王加庆: 男, 1973年生, 博士生, 研究领域为纠错编码、通信信号处理。

杨绿溪: 男, 1964年生, 博士生导师, 主要研究数字信号/图像处理、盲信号处理、神经网络信息处理以及移动通信中的空时信号处理。