

基于信道矩阵结构划分的用户信号恢复

郭滨, 白雪梅, F. Mohammed

(长春理工大学 电子信息工程学院, 吉林 长春 130022)

摘 要: 多用户 MIMO-OFDM 信道的色散效果可以看成是一组由频点(FB)观测值组成的瞬时混叠结构。如果一个新的用户加入时, 意味着引入新的干扰, 信道矩阵结构被扩大。由于扩大的矩阵含有已知和未知 2 部分信息, 由此需要设计一个针对 2 部分信息的盲结构。选择盲分离方法, 利用信号间存在的相关性, 推导出新用户的混叠结构参数矩阵, 然后在每个 FB 上分离出不同用户的信号, 由于利用了已知信道的信息, 盲分离后产生的不确定性被纠正。计算机仿真验证了所提出算法的有效性。

关键词: 盲信号分离; 信道矩阵划分; 二阶统计; MIMO-OFDM 系统

中图分类号: TN92

文献标识码: B

文章编号: 1000-436(2011)12-0146-05

User signal recovery based on channel matrix division

GUO Bin, BAI Xue-mei, F. Mohammed

(School of Electronic & Information Engineering, Changchun University of Science and Technology, Changchun 130022, China)

Abstract: Multi-user MIMO-OFDM channel dispersion effects can be considered as a set of instantaneous mixtures from the viewpoint of frequency bin (FB). Upon the arrival of a new user, the new interferences will be introduced, resulting in an expanding channel matrix structure. The expanded matrix contains known and unknown information, a blind separation structure containing two parts which correspond the two types of information. To select a blind separation method, a proposed method uses the correlation between the signals to derive a new structure of the mixing matrix. Then the signals from different users at each FB are separated using the known channel information, thus the uncertainty of blind separation is corrected. The validity of the proposed method is demonstrated by computer simulations.

Key words: blind signal separation; channel matrix division; the second order statistics; MIMO-FIR system

1 引言

MIMO-OFDM(multiple input multiple output-orthogonal frequency division multiplex)系统目前被视为 B3G/4G 移动通信系统核心技术的解决方法。它不仅能够达到很高的传输速率, 并且能保证信道的可靠性^[1-5]。

作为用户信号恢复, 信道估计是设计接收机一项重要任务。由于 MIMO-OFDM 系统的调制方式和译码需要精确的信道信息, 而在多用户 MIMO-OFDM 系统下存在接收信号是多用户多个发射天线

发射信号的衰落和噪声的混合, 这就使 MIMO-OFDM 系统中的信道估计具有挑战性。

对于 MIMO-OFDM 系统的信道估计方法一般有 3 种, 即非盲信道估计、全盲信道估计和半盲信道估计^[6-11]。这 3 种信道估计方法对信道的估计都是对信道全信息估计的讨论^[12,13], 而对信道部分信息能否被利用研究很少, 尤其针对多用户 MIMO-OFDM 系统的信道部分可用信息的利用报道不多^[14-17]。

本文针对多用户 MIMO-OFDM 系统提出了利用信道部分可用信息, 在没有导频帮助下不用其求出信道新信息的情况下的用户信号恢复的方

法。本文考虑在无线网络中，假设已存在的用户的信道被估计，当新的用户加入以后的用户信号被恢复的问题。

当新的用户加入以后，信道系数矩阵将要扩大，但矩阵中含有已被估计的信息，所以可以把要估计的信道矩阵划分 2 部分，即已知信息子矩阵和要估计的子矩阵。针对 2 个子矩阵，本文利用盲分离方法设计对应 2 个子矩阵的分离子矩阵，当盲算法收敛时仅求出新加入用户的所需的分离矩阵系数，进而恢复新加入用户的信号。

提出的方法基于 OFDM 信号固有的循环前缀 (CP)、离散傅里叶变换 (DFT) 与离散傅里叶逆变换 (IDFT) 调制/解调的特性，能够在每个频率点上获得一组瞬时混合结构，这个结构可以作为盲源分离 (BSS) 问题处理。由于 BSS 算法重组被分离的信号时会遇到置换不确定的问题，以及由于通信系统中复值信号的特性，使在相同的频率点上存在信号幅度和相位的变化，本文将利用相关方法通过已有信息，调整置换不确定的问题，使被旋转的相位得到补偿。

2 系统模型与问题分析

假设 MIMO-OFDM 系统有 M_T 个发射天线和 M_R 个接收天线，对于每一个用户都配置一个单独的发送天线。这些 M_T 个发送天线用户信号是 DQPSK 信号，并把它们看成是均值为 0 且相互独立的。长度为 N 的数据符号块在第 i 个发射天线的信号为

$$S_i = [S_i(k), S_i(k+1), \dots, S_i(k+N-1)]^T \quad (1)$$

经过 N 点逆离散傅里叶变换后

$$s_i = [s_i(k), s_i(k+1), \dots, s_i(k+N-1)]^T \quad (2)$$

这里，

$$s_i(k+n) = \sum_{m=0}^{N-1} S_i(k+m) e^{j\frac{2\pi mn}{N}} \quad (3)$$

并且 k 是 N 的整数倍，长为 G 的保护间隔 (CP) 加入后，长为 $(G+N)$ 的第 k/N 个符号块 s_i^g 被表示为

$$s_i^g(k+\bar{m}) = s_i\left(k+\left(\bar{m}\right)_N\right), \bar{m} = -G, \dots, 0, \dots, N-1 \quad (4)$$

其中， $(\bar{m})_N$ 为 \bar{m} 模 N 的模数。 $s_i^g (1 \leq i \leq M_T)$

为通过不同的路径传输，被第 j 个接收天线端

接收的信号。由于目前同步和时间校准的算法已经很成熟，所以本文假设每个用户之间具有严格的同步和所有用户中都获得精确的时间校准。因此，接收信号的采样能够被表示成

$$x_j(k) = \sum_{i=1}^{M_T} \sum_{\tau=0}^{\tau_h} h_{ji}(\tau) s_i^g(k-\tau) + z_j(k) \quad (5)$$

其中， $z_j(k)$ 为均值为 0 的高斯白噪声， τ_h 表示信道 $h_{ji} = [h_{ji}(0), \dots, h_{ji}(\tau_h)]$ 的阶。由于不同信道 h_{ji} 存在不同阶 $\tau_{h_{ji}}$ ，选择 $\tau_{h_{ji}}$ 的最大值为 τ_h ，在 $\tau_{h_{ji}} < \tau_h$ 的系统中的信道有 0 的值存在，所以通过向量可以表示为

$$x_j(k) = \sum_{i=1}^{M_T} h_{ji} * s_i^g(k) + z_j(k) \quad (6)$$

其中， $x_j(k) = [x_j(k), \dots, x_j(k+N-1)]^T$ 且 $z_j(k) = [z_j(k), \dots, z_j(k+N-1)]^T$ 。接收端移掉 CP，即去掉包含从前端信号块干涉的符号 $[x_j(k-G), \dots, x_j(k-1)]^T$ ，这里 $G \geq \tau_h$ ，然后式(6)变为 $s_i(k)$ 与 h_{ji} 的循环卷积之和。通过点 N 的离散傅里叶变换之后 $x_j(k)$ 为

$$X_j(k) = [X_j(k), X_j(k+1), \dots, X_j(k+N-1)]^T \quad (7)$$

这里，

$$X_j(k+m) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_j(k+n) \exp\left(-j2\pi \frac{mn}{N}\right) \quad (8)$$

在频域里可以表示式(6)为

$$X_j(k) = \sum_{i=1}^{M_T} \mathbf{H}_{ji} S_i(k) + Z_j(k) \quad (9)$$

因为子载波中存在着正交的特性，显然 \mathbf{H}_{ji} 是对角矩阵。如果是单用户的情况，单步长均衡器能够进行对信号的恢复，但是如果是多用户的情况，上式中的 $i (1 \leq i \leq M_T)$ 就要考虑到用户干涉 (MUI)。使 $\tilde{\mathbf{H}}_{ji}(m) \equiv \mathbf{H}_{ji}(m, m)$ ，上式中的第 m 子载波的第 j 个天线接收信号能够表示为

$$X_j(k+m) = \sum_{i=1}^{M_T} \tilde{\mathbf{H}}_{ji}(m) S_i(k+m) + Z_j(k+m), \quad 0 \leq m \leq N-1 \quad (10)$$

由于式(10)满足 $j, (1 \leq j \leq M_R)$ ，可得：

$$\tilde{\mathbf{X}}(m) = \tilde{\mathbf{H}}(m) \tilde{\mathbf{S}}(m) + \tilde{\mathbf{Z}}(m) \quad (11)$$

并且，

$$\begin{aligned} \tilde{X}(m) &= [X_1(k+m), X_2(k+m), \dots, X_{M_R}(k+m)]^T \\ \tilde{S}(m) &= [S_1(k+m), S_2(k+m), \dots, S_{M_T}(k+m)]^T \\ \tilde{Z}(m) &= [Z_1(k+m), Z_2(k+m), \dots, Z_{M_R}(k+m)]^T \\ \tilde{H}(m) &= \begin{pmatrix} \tilde{H}_{11}(m) & \tilde{H}_{12}(m) & \dots & \tilde{H}_{1M_T}(m) \\ \tilde{H}_{21}(m) & \tilde{H}_{22}(m) & \dots & \tilde{H}_{2M_T}(m) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{H}_{M_R1}(m) & \tilde{H}_{M_R2}(m) & \dots & \tilde{H}_{M_RM_T}(m) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

由式(11)形成的分析可以看出, 在频率点上的瞬时混合系统是通过离散傅里叶变换出的信号按照子载波和频率点的分配来组合的, 这样盲多用户检测可以变为 N 个盲分离问题。

3 基于用户信道划分的信号恢复

根据上面的分析, 对于一个 $M_R \times M_T$ 的 MIMO-OFDM 系统, 当有新用户加入时新的干扰被加入系统, 这时的系统的矩阵结构变为 $M_R \times (M_T + 1)$ 。假设 $M_R \times M_T$ 天线系统的信道状态信息是已知的, 则在第 m 个频点(FB)的接收信号可以表示为

$$X(m) = H(m)S(m) + Z(m) \quad (12)$$

其中,

$$\begin{aligned} H(m) &= \begin{pmatrix} H_{1,1}(m) & \dots & H_{1,M_T}(m) & H_{1,M_{T+1}}(m) \\ H_{2,1}(m) & \dots & H_{2,M_T}(m) & H_{2,M_{T+1}}(m) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{M_R,1}(m) & \dots & H_{M_R,M_T}(m) & H_{M_R,M_{T+1}}(m) \end{pmatrix} \\ X(m) &= [X_1(m), \dots, X_{M_R}(m)]^T \\ S(m) &= [S_1(m), \dots, S_{M_{T+1}}(m)]^T \\ Z(m) &= [Z_1(m), \dots, Z_{M_R}(m)]^T \end{aligned}$$

式(12)可以写成

$$X(m) = [H_r(m) \quad H_u(m)] \begin{pmatrix} S_r(m) \\ S_{M_{T+1}}(m) \end{pmatrix} + Z(m) \quad (13)$$

其中,

$$H_r(m) = \begin{pmatrix} H_{1,1}(m) & H_{1,2}(m) & \dots & H_{1,M_T}(m) \\ H_{2,1}(m) & H_{2,2}(m) & \dots & H_{2,M_T}(m) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{M_R,1}(m) & H_{M_R,2}(m) & \dots & H_{M_R,M_T}(m) \end{pmatrix}$$

表示 $M_R \times M_T$ 已知系统矩阵, 而

$$H_u(m) = [H_{1,M_{T+1}}(m), \dots, H_{M_R,M_{T+1}}(m)]^T$$

表示 $M_R \times 1$ 未知的信道的矢量。

$$S_r(m) = [S_1(m), \dots, S_{M_T}(m)]^T$$

是在式(13)中的已知用户信号矢量, 本文首先考虑在无噪声条件下, 在第 m 个频点的 X_1 与 $X(m)$ 的互相关函数, 即

$$\begin{aligned} R_{X_1X}(m, m) &= E[X_1(m)X^H(m)] \\ &= [R_{11}, \quad R_{12}, \quad \dots, \quad R_{1M_{T+1}}] \end{aligned} \quad (14)$$

其中,

$$\begin{aligned} R_{11} &= E[X_1(m)X_1^*(m)] \\ &= |H_{1,1}(m)|^2 + \dots + |H_{1,M_{T+1}}(m)|^2 \end{aligned} \quad (15)$$

和

$$\begin{aligned} R_{1,n} &= E[X_1(m)X_n^*(m)] \\ &= H_{1,1}(m)H_{n,1}^*(m) + \dots + H_{1,M_T}(m)H_{n,M_T}^*(m) \end{aligned} \quad (16)$$

显而易见,

$$|H_{1,M_{T+1}}(m)|^2 = R_{11} - |H_{1,1}(m)|^2 - \dots - |H_{1,M_T}(m)|^2 \doteq A_{11} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} &H_{1,M_{T+1}}(m)H_{n,M_{T+1}}^*(m) \\ &= R_{1,n} - H_{1,1}(m)H_{n,1}^*(m) - \dots - H_{1,M_T}(m)H_{n,M_T}^*(m) \\ &\doteq A_{1n} \quad n = 2, \dots, M_R \end{aligned} \quad (18)$$

假设 $H_{1,M_{T+1}}(m)$ 的相位是 $e^{j\theta_m}$, 于是有:

$$\hat{H}_{1,M_{T+1}}(m) = \sqrt{A_{11}}e^{j\theta_m} \quad (19)$$

$$\hat{H}_{n,M_{T+1}}(m) = \frac{A_{1n}^*}{\sqrt{A_{11}}}e^{j\theta_m} \quad n = 2, \dots, M_R \quad (20)$$

因此,

$$\begin{aligned} \hat{H}_u(m) &= e^{j\theta_m} \left[\sqrt{A_{11}}, \quad \frac{A_{12}^*}{\sqrt{A_{11}}}, \quad \frac{A_{13}^*}{\sqrt{A_{11}}}, \quad \dots, \quad \frac{A_{1(M_{T+1})}^*}{\sqrt{A_{11}}} \right]^T \\ &= H_u(m)e^{j\theta_m} \end{aligned} \quad (21)$$

在第 m 个频点的所对应的分离矩阵可以被写成

$$W(m) = [W_r(m) \quad W_u(m)] \quad (22)$$

其中,

$$W_r(m) = \begin{pmatrix} W_{1,1}(m) & W_{1,2}(m) & \cdots & W_{1,M_T}(m) \\ W_{2,1}(m) & W_{2,2}(m) & \cdots & W_{2,M_T}(m) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ W_{M_R,1}(m) & W_{M_R,2}(m) & \cdots & W_{M_R,M_T}(m) \end{pmatrix}$$

和

$$W_u(m) = [W_{1,M_{T+1}}(m), \cdots, W_{M_R,M_{T+1}}(m)]^T$$

为了达到成功的分离，分离矩阵必须满足下列条件

$$\begin{aligned} W^H(m)\hat{H}(m) &= \begin{pmatrix} W_r^H(m) \\ W_u^H(m) \end{pmatrix} \begin{bmatrix} H_r(m) & \hat{H}_u(m) \end{bmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} W_r^H(m)H_r(m) & W_r^H(m)H_u(m)e^{-j\theta_m} \\ W_u^H(m)H_r(m) & W_u^H(m)H_u(m)e^{-j\theta_m} \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} I_{M_T \times M_T} & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (23)$$

由于设计的分离矩阵 $W(m)$ 是对应系统的实信道，所以对应相位的旋转有

$$\begin{aligned} W^H(m)H(m) &= \begin{pmatrix} W_r^H(m)H_r(m) & W_r^H(m)H_u(m) \\ W_u^H(m)H_r(m) & W_u^H(m)H_u(m) \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} I_{M_T \times M_T} & 0 \\ 0 & e^{-j\theta_m} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (24)$$

相位 $e^{-j\theta_m}$ 是新加入用户信号的失真相位，这种失真相位很容易通过现存的非相干检测方法^[16]消除。很明显由于利用了已有用户的已知信道的状态信息，使用盲分离的方法就能避免盲分离的不确定性，并提高了用户信号的恢复速度。

在存在噪声的情况下，由于噪声高斯白色的并独立于用户信号，对于接收信号的相关计算有：

$$\begin{aligned} R_{11} &= E[X_1(m)X_1^*(m)] \\ &= |H_{1,1}(m)|^2 + \cdots + |H_{1,M_{T+1}}(m)|^2 + \delta_m^2 \end{aligned} \quad (25)$$

其中， δ_m^2 是噪声在第 m 个频点的方差，一般是已知或用其他方法估计，本文提出的方法完全适合。

4 仿真结果

为了检验方法的有效性，对提出的算法进行计算机仿真。仿真分别是在收发天线数相同和不同的情况下进行的。

信源信号是经过 DQPSK 调制的信号，子载波 $N=16$ ，CP 的长为 5。9 600 DQPSK 信号被划分为 600 数

据块，并调制成 600 个 OFDM 符号。信道设置为时不变， $\tau=3$ 的 FIR 滤波器，在每个 τ 上独立随机产生数据。

用 2 个发送天线发送信号，分别用 3、4、5、8 个天线接收信号。当有新的用户加入系统，系统变成 3 个天线发送信号由 3、4、5、8 个天线接收信号。仿真的结果与本文相同系统背景的传统 JD(joint detection)方法^[18]进行比较，由于已知已有用户占用信道的信息，所以在图 1 中显示的提出算法结果与 JD 的效果非常接近。

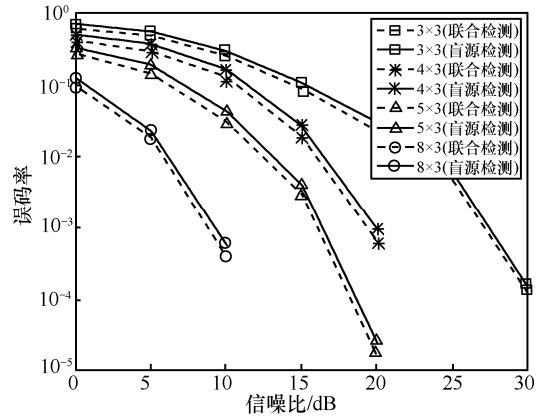


图 1 $M_R \neq M_T (M_T = 3)$ 时 JD 和 BSS 系统性能比较

现考虑在没有新用户加入系统时存在 3 个用户，分别用 4、5、6、8 个天线接收用户信号，从仿真结果（如图 2 所示），加入新用户后对用户信号的恢复效果与 JD 方法比较并没有发生大的变化，所以这说明提出的方法没有像 JD 方法那样使用导频序列而得到同样的信号恢复效果，这对节省带宽有着重要意义，至少在一帧数据中节省 4 个导频所占的带宽。提出的算法也不像 JD 方法对扩展矩阵进行全部逆计算，而是只计算分离矩阵中一行和一列的数据，对存在很多用户时，明显提高了运算速度。

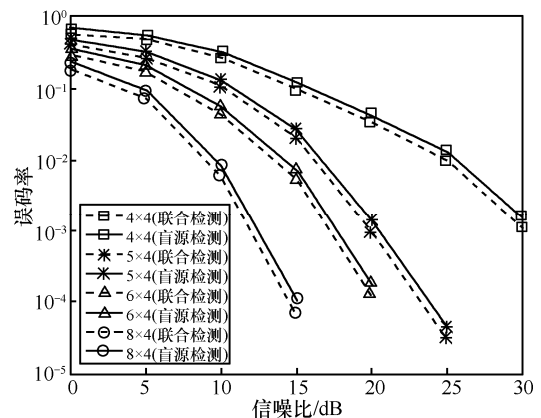


图 2 $M_R \neq M_T (M_T = 4)$ 时 JD 和 BSS 系统性能比较

如图 3 所示,随着新用户数的增加,接收天线的增加数量对系统的影响进行了验证。虽然增加的天线数量与接收天线数量相等效果是最好的,但从图 3 看出,当天线数量超过 6 对以后信号恢复的效果开始下降。

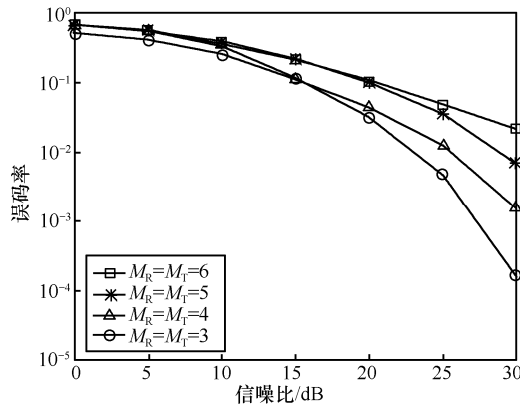


图 3 $M_R = M_T$ 时系统性能

5 结束语

本文基于已知信道部分信息提出了 MIMO-OFDM 系统的多用户信号恢复的方法。在已有用户存在已知信道的情况下,通过对新加入网络中的用户产生信道扩展矩阵的分析,设计了适合盲分离方法的分离矩阵,减少了重新计算已知信道系数的工作量,并用已存非相干检测方法^[18]纠正由于盲分离所带来相位失真,利用已知信道信息避免了盲分离不确定性。提出的用户信号恢复算法不需任何导频序列或训练序列,大大地节省了带宽。计算机仿真验证了算法的有效性并分析了接收天线数目对系统的影响。

参考文献:

[1] ASHISH N, ATUL SRIVATSAN K R. A novel channel estimation technique for MIMO-OFDM systems for frequency selective rayleigh channel[A]. Devices and Communications (ICDeCom)[C]. 2011. 1-5.
 [2] MUJTABA S A. Standardization of MIMO-OFDM technology[A]. Networking and Communications Conference, INCC 2008[C]. 2008. 7-8.
 [3] STUBER G L, BARRY J R, *et al.* Broadband MIMO-OFDM wireless communications[A]. Proc IEEE[C]. 2004.271-294.
 [4] SKLAVOS A, COSTA T E, HAAS H, *et al.* Joint detection in multi-antenna and multi-user OFDM systems in multi-carrier[A]. Spread-Spectrum and Related Topics[C]. 2002.
 [5] KIM J, CIOFFI J. Spatial multiuser access OFDM with antenna diversity and power control[A]. Proc of Vehicular Technology Conference[C]. 2000. 273-279.
 [6] BAI W, CHEN H E, JANG L, *et al.* Blind channel estimation in MIMO-OFDM systems[J]. IEICE Trans Commun, 2002, e85(9): 1849-1853.

[7] LIU H Y, SUN J C. Blind MIMO-OFDM channel estimation based on ICA and KRLS algorithm[A]. Wireless Communications[C]. Networking and Mobile Computing[C]. 2009. 1-5.
 [8] CHEN Y S, WU J Y. Statistical covariance-matching based blind channel estimation for zero-padding MIMO-OFDM systems[A]. IEEE International Symposium on Circuits and Systems[C]. 2009. 832-835.
 [9] YANG W W, CAI Y M. Pilot embedded semi-blind channel estimation for MIMO-OFDM[A]. Signal Processing and Its Applications, ISSPA 2007[C]. 2007. 1-4.
 [10] CHEN X, LEYMAN A R, FANG J. Blind channel estimation for linearly precoded MIMO-OFDM[A]. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing[C]. 2006.
 [11] LI W X, LI P, LIU X, FENG C. Semi-blind channel estimation for MIMO-OFDM systems[A]. Measuring Technology and Mechatronics Automation (ICMTMA)[C]. 2011. 217-220.
 [12] 胡艳军. 一种改进的子空间盲多用户检测方法[J]. 电子学报, 2005, 33(6):1073-1076.
 HU Y J. An improved blind multiuser detection based on subspace tracking[J]. Chinese Journal of Electronics, 2005, 33(6): 1073-1076.
 [13] 王毅, 吕晶. 变步长的 LMS 盲多用户检测[J]. 解放军理工大学学报(自然科学版), 2004,5(1):10-14.
 WANG Y, LIU J. LMS algorithm with variable step size for blind multiuser detection[J]. Journal of PLA University of Science and Technology, 2004, 5(1): 10-14.
 [14] XIA P F, ZHOU S L, GIANNAKIS G B. Adaptive MIMO-OFDM based on partial channel state information[J]. IEEE Trans Signal Process, 2003, 51(15): 1143-1155.
 [15] HUANG B G, HUI Y, ZHANG W Q. An adaptive LDPC-coded MIMO-OFDM system with partial channel state information[A]. Communications and Networking in China[C]. 2007. 1102-1105.
 [16] XIAO C S, ZHENG Y R. Transmit precoding for MIMO systems with partial CSI and discrete-constellation inputs[A]. Communications ICC '09[C]. 2009. 1-5.
 [17] GUO B, LIN H, YAMASHITA K. Multiuser detection for MIMO-OFDM systems based on known partial CSI[A]. Wireless Pervasive Computing[C]. 2006. 1-4.
 [18] SKAVOS A, WEBER T, COSTA E, *et al.* Joint Detection in Multi-Antenna and Multi-User OFDM Systems[M]. Multi-Carrier Spread-Spectrum & Related Topics. Netherlands: Kluwer Academic Publishers, 2002. 191-198.

作者简介:



郭滨 (1965-), 男, 黑龙江哈尔滨人, 博士, 长春理工大学副教授, 主要研究方向为智能信号处理与无线通信。

白雪梅 (1976-), 女, 黑龙江齐齐哈尔人, 博士, 长春理工大学讲师, 主要研究方向为智能信号处理。

F. Mohammed (1976-), 男, 苏丹人, 长春理工大学硕士生, 主要研究方向为智能信号处理。