

## 具有周期调制和循环前缀的块传输系统中 MIMO 信道的盲辨识

陈彩云 邓安安 谢胜利

(华南理工大学电子与信息学院 广州 510640)

**摘要:** 在块传输系统中, 可通过添加块前缀来辅助信道识别。一种针对具有循环前缀和周期调制的块传输系统的盲辨识方法, 利用了信道矩阵的块循环特性来求解信道系数。该文将该算法推广到了多用户系统, 并给出了算法的辨识条件。同样是基于二阶统计量的方法, 新算法克服了基于子空间分解类算法对噪声, 对信道阶数误估计, 对信道零点位置敏感的缺点。文中仿真证明了在较低信噪比条件下, 利用新算法仍可对多输入多输出信道进行较好的估计。

**关键词:** MIMO 信道; 盲辨识; 循环前缀; 周期调制

中图分类号: TN911.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)10-2377-04

## Blind Identification of MIMO Channels in Block Transmission System with Periodic Modulation and Cyclic Prefix

Chen Cai-yun Deng An-an Xie Sheng-li

(School of Electronic & Information Engineering, SCUT, Guangzhou 510640, China)

**Abstract:** Block prefix is usually added in block transmission system for facilitating channel identification. With cyclic prefix, the channel matrix exhibits block circulant property which is exploited to blindly identify periodically modulated block transmission system in an existing method. In this paper, this method is extended to multi-user system and some identifiability conditions are given. Though also as a second order statistics based scheme, not like many subspace based methods, this new approach owns the advantage of not sensitive to noises, channel order mismatching or channel zero locations. Simulation examples demonstrate its good performance under low SNR.

**Key words:** MIMO channels; Blind identification; Cyclic Prefix (CP); Periodic modulation

### 1 前言

信道均衡是用来消除通信码间干扰的主要手段, 其中盲均衡技术由于节约了训练序列带来的额外带宽开销而广受关注。在块传输系统中, 可利用信号块之间的保护间隔发送辅助信道识别的块前缀。这种块前缀有别于一般的导频信号, 长度可以很短(通常小于保护间隔的长度), 不占用专门的带宽, 并且只在特定算法中起作用。块前缀可分为循环前缀(CP)<sup>[1]</sup>和零填充(ZP)<sup>[2]</sup>两种。此外, 本文将讨论具有循环前缀的块传输系统的盲辨识方法。

盲信号处理技术中, 基于二阶统计量(Second Order Statistics, SOS)的方法克服了基于高阶统计量方法计算量大、收敛慢的缺点, 具有很好的应用前景。基于 SOS 的方法主要利用信号的循环平稳特性来辨识信道, 在发送端引入循环平稳<sup>[3]</sup>便是基于 SOS 方法的主要分支之一。众所周知, 对信道零点位置的约束是多信道子空间方法的一个主要条件限制, 而发送端的预编码可使得这种约束被打破。在各种

预编码方案中, 周期调制预编码尤为受人关注, 因为这种编码不会在码流中增加冗余而导致码元速率降低。本文提出的算法就是针对这种周期调制预编码系统。

文献[1]提出了一种适用于具有循环前缀和周期调制的单用户块传输系统的盲辨识方法, 本文将该方法推广到了多用户系统, 使其可对多入多出有限冲击响应(MIMO FIR)信道进行盲估计。推导过程显示所估计的信道传输矩阵与真值之间只存在一个乘性正交矩阵模糊因子。文中还给出了利用本算法辨识信道的一个充分条件。最后通过仿真证明了算法的可行性。

### 2 系统模型

考虑如图 1 所示的 MIMO FIR 系统。输入端有  $K$  个用户同时向信道发送信号, 输出端有  $J$  根接收天线。信号的发送和接收均按块进行, 且收、发端同步。各用户的信号在发送到信道之前依次经过了周期调制和添加循环前缀两个步骤。

设信号块长度为  $M$ , 令  $\mathbf{s}^k(i) = [s^k(iM), \dots, s^k(iM + M - 1)]^T$  表示  $k(k = 1, \dots, K)$  用户待发的第  $i$  信号块。用周期为  $M$  的实值序列  $p(n)$  对  $\mathbf{s}^k(i)$  进行调制, 得  $\mathbf{w}^k(i) =$

2007-07-31 收到, 2008-04-29 改回

国家自然科学基金重点项目(U0635001)和国家自然科学基金项目(60505005, 60674033, 60774094)资助课题

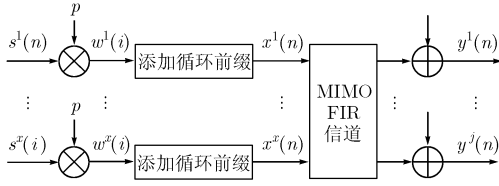


图1 有周期调制和循环前缀的MIMO系统模型

$\mathbf{P}\mathbf{s}^k(i)$ , 其中实矩阵  $\mathbf{P} = \text{diag}\{p(0), p(1), \dots, p(M-1)\}$ 。接着将长度为  $L_{cp}$  的循环前缀添加于  $\mathbf{w}^k(i)$  头部, 得到维数为  $N = M + L_{cp}$  的信号块  $\mathbf{x}^k(i)$ 。最后通过并/串转换将  $\mathbf{x}^k(i)$  变换成序列  $x^k(n)$  发送到信道。

令  $y^j(n)$  和  $v^j(n)$  分别表示  $j(j=1, \dots, J)$  天线接收的信号序列和加性白噪声。若信号块之间的保护间隔足够宽, 则各天线所接收信号块长度也为  $N$ 。去掉每组头部  $L_{cp}$  个码元, 即令  $\mathbf{y}(n) = [y^1(n), \dots, y^J(n)]^T$  和  $\bar{\mathbf{y}}(i) = [\mathbf{y}(iN + L_{cp})^T, \dots, \mathbf{y}(iN + N - 1)^T]^T$ , 则系统输入/输出关系可以描述为

$$\bar{\mathbf{y}}(i) = \mathbf{H}\bar{\mathbf{x}}(i) + \bar{\mathbf{v}}(i) \quad (1)$$

式中  $\bar{\mathbf{x}}(i)$ ,  $\bar{\mathbf{v}}(i)$  与  $\bar{\mathbf{y}}(i)$  的定义方式类似, 并且

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}(0) & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & \mathbf{H}(L) & \dots & \mathbf{H}(1) \\ \vdots & \mathbf{H}(0) & \ddots & \vdots & \mathbf{0} & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}(L-1) & \vdots & \ddots & \mathbf{0} & \vdots & \ddots & \mathbf{H}(L) \\ \mathbf{H}(L) & \mathbf{H}(L-1) & \dots & \mathbf{H}(0) & \mathbf{0} & \vdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}(L) & \ddots & \vdots & \mathbf{H}(0) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \mathbf{H}(L-1) & \vdots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} & \mathbf{H}(L) & \mathbf{H}(L-1) & \dots & \mathbf{H}(0) \end{bmatrix}_{M \times M \text{ blocks}} \quad (2)$$

其中  $\mathbf{H}(l) = \begin{bmatrix} h_{1,1}(l) & \dots & h_{1,K}(l) \\ \vdots & \dots & \vdots \\ h_{J,1}(l) & \dots & h_{J,K}(l) \end{bmatrix}$ , 元素  $h_{j,k}(l)$ ,  $l=1, \dots, L$  表示第  $l$  延迟系数所对应的从  $k$  用户到  $j$  接收天线之间的信道冲击响应系数,  $L$  为信道阶数,  $\mathbf{0}$  是与  $\mathbf{H}(l)$  维数相同的零矩阵。可见传输矩阵  $\mathbf{H}$  为  $JM \times KM$  的块循环矩阵。

### 3 盲辨识方法

文献[1]给出了在单入单出(SISO)系统中利用传输矩阵的循环结构来求解信道的方法, 本文对该方法做了改进, 使之适用于更一般的 MIMO 系统的盲辨识。首先考虑无噪情况, 定义一个  $JM \times JM$  的置换矩阵:

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{1 \times (JM-1)} & 1 \\ \mathbf{I}_{JM-1} & \mathbf{0}_{(JM-1) \times 1} \end{bmatrix} \quad (3)$$

由于传输矩阵  $\mathbf{H}$  是块循环阵, 因此可由其首列(块)完全确定。  $\mathbf{H}$  的首列(块)为

$$\bar{\mathbf{H}} = [\mathbf{H}^T(0) \ \mathbf{H}^T(1) \ \dots \ \mathbf{H}^T(L) \ \mathbf{0} \ \dots \ \mathbf{0}]^T \quad (4)$$

显然  $\bar{\mathbf{H}}$  与  $\mathbf{H}$  的具有如下关系:

$$\mathbf{H} = [\bar{\mathbf{H}} \ \mathbf{J}^J \bar{\mathbf{H}} \ \dots \ \mathbf{J}^{J(M-2)} \bar{\mathbf{H}} \ \mathbf{J}^{J(M-1)} \bar{\mathbf{H}}] \quad (5)$$

定义接收信号的自相关矩阵为  $\mathbf{R}_y = E(\bar{\mathbf{y}}(i)\bar{\mathbf{y}}(i)^H)$ 。假设源信号为时间、空间上不相关的零均值、单位功率的平稳序列, 于是可直接求得  $\mathbf{R}_y$  为

$$\mathbf{R}_y = \sum_{n=0}^{M-1} p(n)^2 \mathbf{J}^{Jn} \bar{\mathbf{H}} \bar{\mathbf{H}}^H (\mathbf{J}^T)^{Jn} \quad (6)$$

根据文献[1]中引理1, 式(6)可转化成以下等效形式:

$$\left[ \sum_{n=0}^{M-1} p(n)^2 (\mathbf{J}^J)^n \otimes (\mathbf{J}^J)^n \right] \text{vec}(\bar{\mathbf{H}} \bar{\mathbf{H}}^H) = \text{vec}(\mathbf{R}_y) \quad (7)$$

其中运算符  $\text{vec}(\cdot)$  表示按列序将括弧内的矩阵各列首尾相接所组成的向量,  $\otimes$  表示克罗内克积。令  $\mathbf{Q} := \left[ \sum_{n=0}^{M-1} p(n)^2 (\mathbf{J}^J)^n \otimes (\mathbf{J}^J)^n \right]$ , 根据克罗内克乘积的定义, 可知  $\mathbf{Q}$  为  $JM \times JM$  的块循环矩阵, 其中每块又是  $JM \times JM$  的循环矩阵。用  $\mathbf{I}$ 、 $\mathbf{0}$  分别表示  $JM \times JM$  的单位阵和零矩阵, 则  $\mathbf{Q}$  矩阵的首列块具有以下形式:

$$\bar{\mathbf{Q}} = \begin{bmatrix} p^2(0)\mathbf{I}, \mathbf{0}, \dots, \mathbf{0} & p^2(1)\mathbf{J}^J, \mathbf{0}, \dots, \mathbf{0} & \dots & p^2(M-1)\mathbf{J}^{J(M-1)}, \mathbf{0}, \dots, \mathbf{0} \\ \underbrace{\hspace{10em}}_{(J-1)\text{blocks}} & \underbrace{\hspace{10em}}_{(J-1)\text{blocks}} & & \underbrace{\hspace{10em}}_{(J-1)\text{blocks}} \end{bmatrix}^T \quad (8)$$

利用式(7)求得未知向量  $\text{vec}(\bar{\mathbf{H}} \bar{\mathbf{H}}^H)$ , 便可重构厄米特矩阵  $\mathbf{T} = \bar{\mathbf{H}} \bar{\mathbf{H}}^H$ 。为了进一步辨识传输矩阵  $\mathbf{H}$ , 先提出本文一个关键的假设条件:

**假设1** 设  $\bar{\mathbf{H}}$  为列满秩矩阵, 即  $\bar{\mathbf{H}}$  的秩为  $K$ 。

根据该假设条件, 矩阵  $\mathbf{T} = \bar{\mathbf{H}} \bar{\mathbf{H}}^H$  的秩也等于  $K$ 。因为  $\mathbf{T}$  是半正定的厄米特矩阵, 因此有  $K$  个正特征值。设正特征值和对应的单位特征向量分别为  $\lambda_1, \dots, \lambda_K$  和  $\mathbf{d}_1, \dots, \mathbf{d}_K$ 。

则  $\mathbf{T}$  可以写成分解形式:  $\mathbf{T} = \sum_{k=1}^K (\sqrt{\lambda_k} \mathbf{d}_k) (\sqrt{\lambda_k} \mathbf{d}_k)^H$ 。选取

$\hat{\bar{\mathbf{H}}} = [\sqrt{\lambda_1} \mathbf{d}_1 \ \sqrt{\lambda_2} \mathbf{d}_2 \ \dots \ \sqrt{\lambda_K} \mathbf{d}_K]$  为信道系数矩阵  $\bar{\mathbf{H}}$  的估计。因为  $\hat{\bar{\mathbf{H}}} \hat{\bar{\mathbf{H}}}^H = \bar{\mathbf{H}} \bar{\mathbf{H}}^H$ , 估计值  $\hat{\bar{\mathbf{H}}}$  相对真值  $\bar{\mathbf{H}}$  有一个乘性正交矩阵模糊因子, 即  $\hat{\bar{\mathbf{H}}} = \bar{\mathbf{H}} \mathbf{U}$  ( $\mathbf{U}$  是  $K \times K$  的正交矩阵)。

该正交矩阵是仅利用 SOS 估计 MIMO 信道所固有的模糊因子<sup>[4]</sup>, 要去除此模糊因子, 需要进一步进行盲信源分离。得到估计值  $\hat{\bar{\mathbf{H}}}$  之后, 根据式(5)重构传输矩阵  $\hat{\mathbf{H}}$ , 然后利用求逆运算, 可估计出信号  $\hat{\mathbf{x}}(n) = \mathbf{U}^H \mathbf{x}(n)$ 。可见  $K$  个源信号估计值是真实源信号线性混叠的结果, 此时问题就转化为一般的线性盲分离问题。现有大量的盲分离方法<sup>[5-7]</sup>, 可根据信号特征采用合适的分离算法, 本文不一一赘述。

### 4 有关本算法特征的讨论

#### 4.1 算法的辨识条件

由式(7)可知利用本文算法辨识信道的一个充分条件是

$\mathbf{Q}$  为非奇异矩阵。令  $\mathbf{q} = \left[ p^2(0), \underbrace{0, \dots, 0}_{J-1}, p^2(1), \underbrace{0, \dots, 0}_{J-1}, \dots \right]$ ,

$p^2(M-1), 0, \dots, 0]^T$ , 文献[1]中命题 4.1 指出: 矩阵  $\mathbf{Q}$  非奇

异的充要条件是  $\mathbf{F}\mathbf{q}$  中没有零元素, 其中  $\mathbf{F}$  为  $JM \times JM$  的快速傅里叶变换(FFT)矩阵, 其元素定义为  $[\mathbf{F}]_{m,n} = 1/\sqrt{N} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{JM}(m-1)(n-1)}$ ,  $1 \leq m, n \leq JM$ 。注意到  $\mathbf{q}$  中存在大量零元素, 因此还可将该充要条件进一步简化。用  $\mathbf{f}_m$  表示矩阵  $\mathbf{F}$  的第  $m$  行, 用  $b_m$  表示  $\mathbf{F}\mathbf{q}$  中第  $m$  个元素, 则有

$$\begin{aligned} b_m &= \mathbf{f}_m^T \mathbf{q} = 1/\sqrt{N} \cdot \sum_{n=0}^{M-1} p^2(n) e^{-j\frac{2\pi}{JM}(m-1)(Jn)} \\ &= 1/\sqrt{N} \cdot \sum_{n=0}^{M-1} p^2(n) e^{-j\frac{2\pi}{M}(m-1)n} \end{aligned} \quad (9)$$

又因为

$$\begin{aligned} b_{jM+m} &= \mathbf{f}_{jM+m}^T \mathbf{q} = \sum_{n=0}^{M-1} p^2(n) e^{-j\frac{2\pi}{M}(jM+m-1)n} \\ &= \sum_{n=0}^{M-1} p^2(n) e^{-j\frac{2\pi}{M}(m-1)n} = b_m, \quad 0 \leq j \leq J-1 \end{aligned} \quad (10)$$

于是可以得到以下的定理:

**定理 1** 若  $b_m = \sum_{n=0}^{M-1} p^2(n) e^{-j\frac{2\pi}{M}(m-1)n}$ ,  $m = 1, \dots, M$ , 则矩阵  $\mathbf{Q}$  非奇异的充分必要条件是  $b_m \neq 0, m = 1, \dots, M$ 。

定理 1 说明, 向量  $\mathbf{p} = [p^2(0), p^2(1), \dots, p^2(M-1)]^T$  不存在谱零点是信道可辨识的一个充分条件。注意到, 该充分条件和单用户情况下是完全一致的<sup>[1]</sup>, 可见在多用户情况下采用本文的算法辨识信道并不会对调制序列的设计产生额外约束。

#### 4.2 信道阶数误估计的影响

前文讨论给定了信道阶数  $L$ , 但实际上本文算法只要求信道阶数的上限已知。若信道阶数上限为  $\bar{L}$ , 只要  $L_{cp} \geq \bar{L}$ , 那么模型式(1)仍然成立, 只是循环矩阵  $\mathbf{H}$  的首列变成  $[\mathbf{H}^T(0) \mathbf{H}^T(1) \dots \mathbf{H}^T(\bar{L}) 0 \dots 0]^T$ , 此时仍可利用本算法得到  $\bar{\mathbf{H}}$  的估计。大部分基于子空间分解的盲信道辨识算法对信道阶数估计误差非常敏感, 因此, 对阶数误估计不敏感是本文算法优于子空间方法的另一个显著优点。

#### 4.3 对信道的要求

如假设 1 所示, 本文算法要求  $\bar{\mathbf{H}}$  列满秩, 即各用户信道线性不相关。显然该假设成立的前提条件是  $(L+1)J \geq K$  (即  $\bar{\mathbf{H}}$  必须是高矩阵)。在单用户情况下 ( $K=1$ ), 假设 1 自动成立。所以, 本文方法同样适用于 SISO 和单入多出(SIMO)信道。在多用户情况下 ( $K>1$ ), 只要  $L \geq 1$  并且同时满足  $(L+1)J \geq K$ , 本文方法还可能用于接收天线数目少于用户数的情况 ( $J < K$ ), 可见这种算法能将多径造成的时延扩展‘变废为宝’, 扩展越严重, 接收天线可以越少。

在基于 SOS 的 MIMO 信道盲辨识文献中, 本文的假设条件是相对最弱的。大部分已有算法要求信道传输函数矩阵  $\mathbf{H}(z) = \mathbf{H}(0) + \mathbf{H}(1)z^{-1} + \dots + \mathbf{H}(L)z^{-L}$  同时满足不可简约和列既约条件<sup>[4, 8, 9]</sup>, 稍微弱化的条件是仅要求  $\mathbf{H}(z)$  不可简

约<sup>[10]</sup>。而本文的条件对每条用户信道的零点分布没有要求, 和本文提出相同假设条件的还有文献[2]。因此, 新方法适用的信道范围相对更加广泛。

## 5 仿真分析

### 5.1 试验 1 均衡效果

实验中所取信道为  $2 \times 2$  的 MIMO 信道, 随机独立信号源来自于 16-QAM 星座图。本文推导过程基于无噪声的假设, 在有噪情况下, 本文用式(7)的最小二乘解作为  $\text{vec}(\bar{\mathbf{H}}\bar{\mathbf{H}}^H)$  的估计。取信噪比为 15dB, MIMO FIR 信道为

$$H(z) = \begin{bmatrix} 1 & 2 \\ 1.5 & 1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 0.5 & 1 \end{bmatrix} z^{-1} + \begin{bmatrix} 0.5 & 2 \\ 0.8 & 0.7 \end{bmatrix} z^{-2}$$

图 2 给出了均衡星座图(图中只给出了单个信号源和单根接收天线的信号, 另外一个信号源和接收天线的情况与此完全类似), 样本数目为 250。其中: 图 2(a)是源信号星座图; 图 2(b)是经过信道卷积与混叠作用之后的信道输出眼图; 图 2(c)是根据本文算法求解出信道估计值  $\hat{\mathbf{H}}$ , 利用求逆运算所得的信号眼图, 可见此时眼图还未完全张开; 图 2(d)是线性分离之后所得的最终信号眼图, 此时眼图完全张开, 源信号可被正确识别。

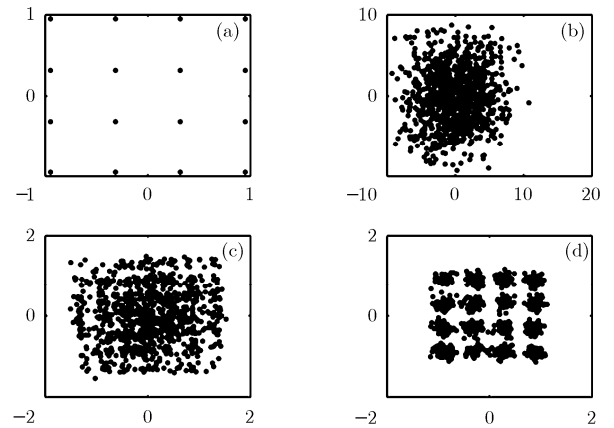


图 2 均衡前/后星座图

### 5.2 试验 2 与其他 MIMO 信道估计算法的比较

下面将本文算法与经典的噪声子空间(SS)方法<sup>[8]</sup>进行比较。取 Monte Carlo 实验次数为 50 次。定义  $\text{NMSE} = \|\hat{\mathbf{H}} - \mathbf{H}\|_2 / \|\mathbf{H}\|_2$ 。

首先比较不同信噪比(SNR)条件下 SS 算法和本文算法(CP)的信道估计精度。实验中随机生成  $2 \times 2$  的 FIR 信道, 且  $M=4$ 。如图 3 所示, 在 SNR 较低时, CP 算法的估计精度高于 SS; SNR 较高(图中显示高于 20dB)时, SS 算法的精度高于 CP。这是因为: 高 SNR 时, SS 算法利用了噪声子空间与信道矩阵正交的原理, 与源本身的 SOS 无关, 而 CP 算法仍存在 SOS 估计误差, 性能次于 SS; 低 SNR 时, 噪声破坏了正交性, 导致 SS 算法性能下降, 而依赖于统计量的 CP 算法通过统计平均抵消部分噪声的影响, 性能下降

没有 SS 显著。

接着测试信道阶数误估计对算法的影响。采用  $2 \times 2$  的 4 阶随机生成信道，信号块长度为 6。图 4 给出了信噪比为 20dB 时，信道阶数误匹配造成的估计均方差曲线。可见 CP 算法不受阶数误估计影响，而 SS 算法的性能对阶数误匹配敏感，尤其是阶数欠估计的情况下，SS 性能急剧下降。

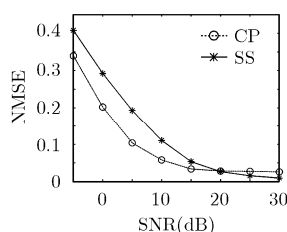


图3 不同信噪比条件下的估计 NMSE

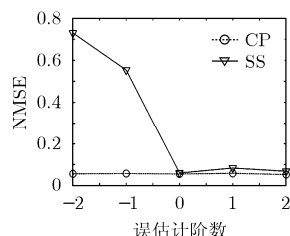


图4 不同阶数估计误差条件下的 NMSE

## 6 结论

在具有周期调制和循环前缀的块传输系统中，可利用信道矩阵的块循环结构来对信道进行盲辨识。本文将这种方法推广到了 MIMO 系统，并证明了可在仅剩余一个乘性正交矩阵模糊因子的前提下识别信道，而这个正交矩阵模糊因子可用盲分离算法或者插入导频信号来消除。文中给出了算法的识别条件，该条件仅与调制序列有关。仿真结果表明本算法在低信噪比条件下仍可辨识 MIMO 信道，能达到较好的均衡效果，并且对信道阶数误估计不敏感。

## 参考文献

- [1] Wu Jwo-Yuh and Lee Ta-Sung. Periodic-modulation-based blind channel identification for single-carrier block transmission with frequency-domain equalization [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2006, 54(3): 1114-1130.
- [2] Chen Yi-Sheng and Lin Ching-An. Blind identification of MIMO channels in zero padding block transmission systems [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2007, 55(2): 764-772.

- [3] Tsatsanis M K and Giannakis G B. Transmitter induced cyclostationarity for blind channel equalization [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1997, 45(7): 1785-1794.
- [4] Inouye Yujiro and Liu Ruey-Wen. A system-theoretic foundation for blind equalization of an FIR MIMO channel system [J]. *IEEE Trans. on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications*, 2002, 49(4): 425-436.
- [5] Tan H Z and Chow T W S. Blind identification of quadratic nonlinear models using neural networks with higher order cumulants [J]. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 2000, 47(3): 687-696.
- [6] Tan H Z and Chow T W S. Blind and total identification of ARMA models in higher order cumulants domain [J]. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 1999, 46 (6): 1233-1240.
- [7] Li Y Q, Amari S I, and Cichocki A, et al. Probability estimation for recoverability analysis of blind source separation based on sparse representation [J]. *IEEE Trans. on Information Theory*, 2006, 52(7): 3139-3152.
- [8] 丛进, 杨绿溪. 基于 QR 分解的 MIMO 信道盲辨识和盲均衡方法[J]. *电子学报*, 2004, 32(10): 1589-1593.
- [9] Cong Jin and Yang Lu-xi. Blind identification and blind equalization of MIMO channels based on QR factorization [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2004, 32(10): 1589-1593.
- [10] Shen J and Ding Z. Direct blind MMSE channel equalization based on second-order statistics [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2000, 48(4): 1015-1022.
- [11] Ding Z and Li Q. Blind MIMO channel identification from second order statistics using rank deficient channel convolution matrix [J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2003, 51(2): 536-543.

陈彩云：女，1979 年生，博士生，研究方向为信号处理。

邓安安：男，1981 年生，博士生，研究方向为信号处理。

谢胜利：男，1958 年生，教授，博士生导师，主要研究方向为信号处理。