

# 利用特征极值比的盲信道阶数估计方法

王玉红<sup>1,2</sup> 崔波<sup>1</sup> 金梁<sup>1</sup> 牛铜<sup>3</sup>

(1. 国家数字交换系统工程技术研究中心, 郑州 450002; 2. 防空兵学院, 郑州 450052;  
3. 解放军信息工程大学信息工程学院, 郑州 450000)

**摘 要:** 确定性辨识方法是盲信道辨识的主流方法, 然而确定性方法性能受信道阶数估计的严重影响。本文针对大多数信道阶数估计算法在坏信道条件下失效问题, 分析子空间方法中噪声子空间矢量构成特殊矩阵的奇异性与信道阶数之间的关系, 对该特殊矩阵最大特征值最小特征值的变化情况进行对比分析, 利用特征极值的比值来反映信号子空间到噪声子空间的变化情况, 从而提出特征极值比定理。针对观测数据有限且含噪声的实际应用条件, 提出一种盲信道阶数估计算法, 该算法以不同信道阶数的特征极值比作为参数构造目标函数, 得到在真实信道阶数处目标函数取全局最大值, 同时对该算法进行了复杂度分析。最后针对两种常用仿真信道参数对算法进行了验证, 结果表明, 在短数据和低信噪比条件下, 本文算法能以较高的估计概率得到好信道和坏信道的有效阶数。

**关键词:** 盲信道辨识; 信道阶数估计; 特征极值比; 子空间方法

**中图分类号:** TN911.23 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-0530(2015)05-0528-08

## Employing Extreme Eigenvalues Ratio for Blind Channel Order Estimation

WANG Yu-hong<sup>1,2</sup> CUI Bo<sup>1</sup> JIN Liang<sup>1</sup> NIU Tong<sup>3</sup>

(1. National Digital Switching System Engineering Technological Research Center, Zhengzhou, 450002, China;  
2. Air Defense Force Academy, Zhengzhou, 450052, China; 3. College of Information system and  
Engineering, PLA Information and Engineering University, Zhengzhou 450000, China)

**Abstract:** Blind channel order estimation is a key technique for deterministic blind channel identification based on second order statistics; many blind channel order estimation methods are useless under ill-conditioned channel environment. In subspace method, when channel order is correct and over determined, the special toeplitz matrix  $\mathbf{Q}$  constituted by the noise vectors is singular, the ratio of maximum and minimum singular value is infinity. This paper employs the maximum and minimum singular value ratio of the special matrix  $\mathbf{Q}$  to establish an extreme eigenvalues theorem (MMR theorem). Considering the finite and noisy observation samples, this paper proposes a new channel order estimation algorithm (MMRR algorithm) based on MMR theorem; the goal function of the MMRR algorithm uses extreme eigenvalues ratio according to different order values, this function can get the global maximum at the correct and/or effective channel order. Finally, this paper employs typical channel parameters (well-conditioned channel and ill-conditioned channel) for simulation and analysis, under the finite samples and moderate SNRs, the simulation results show that this method can correctly estimate effective order of well-conditioned and ill-conditioned channels with high probability, which outperforms other existing algorithms.

**Key words:** blind channel identification; channel order estimation; extreme eigenvalues ratio; subspace method

## 1 引言

信道盲辨识无需训练序列, 仅利用观测数据估

计信道, 提高了带宽利用率。在信道盲辨识的现有成果中, 基于二阶统计量的辨识方法<sup>[1-2]</sup>被视为一大突破, 代表算法有交叉相关法、子空间法和最小

二乘平滑等确定性方法。确定性盲方法是“短数据”有效的,即在无噪和信道模型正确的假设条件下,能够根据有限观测数据完成信道辨识。但是,确定性方法需要精确知道信道阶数,若信道阶数过估计或者欠估计,辨识性能严重下降。

早期的阶数估计方法基于信息论准则,如最小描述长度准则<sup>[3]</sup>、Akaike 提出的信息准则<sup>[4]</sup>以及 Liavas 提出的秩检测准则<sup>[5]</sup>(Liavas's criteria, LC),这三种方法对噪声和观测数据长度非常敏感,Tian 等<sup>[6]</sup>在 LC 基础上提出基于噪声的信道定阶方法,但对噪声的处理方式有待改进。门限值方法<sup>[7]</sup>将与信道阶数相关的参数和设定的门限值进行比较来估计信道阶数,估计精度易受信道类型与门限值大小的影响。近年来出现了一些新的阶数估计方法,如 NECOE 方法<sup>[8-9]</sup>、CIE<sup>[10]</sup>、EFT<sup>[11]</sup>和 CMR<sup>[12]</sup>方法,NECOE 方法利用噪声子空间零特征值的个数估计信道阶数,该方法在短数据条件下有效,但在坏信道条件下估计性能较差。CIE、EFT 和 CMR 方法是利用信道系数估计值建立代价函数辨识信道阶数的方法,CIE 和 EFT 方法需要调制方式信息,计算量较大,且 CIE 算法的估计性能依赖于具体的辨识和均衡算法。CMR 方法利用最小二乘平滑方法过估计时信道为一互质信道与共零点信道相卷积的结构特点,在坏信道条件下估计效果优于其他方法,但计算量比较大。

子空间法是短数据和低信噪比条件下的有效方法,子空间方法利用噪声子空间构造特殊矩阵与信道矩阵正交的特点进行信道辨识。本文利用该特殊矩阵在阶数正确估计和过估计时为一奇异矩阵的特点,在不断修正噪声子空间的过程中发现,该特殊矩阵的最大特征值稳定而最小特征值逐渐由零过渡到一定的数值,利用最大最小特征值比值为极值的特点,建立矩阵与信道阶数相关的特征极值比定理。基于该定理和观测数据有限且含噪声的实际条件,提出一种新的信道阶数估计方法(maximum-eigenvalue minimum-eigenvalue-ratio ratio, MMRR)。MMRR 方法首先选取较大正整数  $P$  假定为信道阶数,递减  $P$  值并构造相应的特殊矩阵,以特征极值比作为参数构造阶数估计的目标函数,目标函数在真实或有效信道阶数处取得全局最大值。仿真表明 MMRR 方法在短数据和低信噪比下估计性能良好,且能够以较高的概率得

到好信道和坏信道的有效阶数。

## 2 特征极值比定理

首先对子空间方法进行描述,然后结合现有信道辨识方法的几个重要结论作为引理,在引理的基础上给出特征极值定理。

### 2.1 问题描述

由于阵列天线及多传感节点的广泛使用,单入多出信道(single-input multiple-output, SIMO)模型是盲信道辨识常用模型<sup>[13-14]</sup>,子空间正是基于 SIMO 提出的方法。不失一般性,假设一个  $1 \times M$  阶数为  $L$  的有限冲激响应 SIMO 信道,其输入与输出的关系为:

$$\mathbf{X}_N(k) = \mathbf{H}_N \mathbf{s}(k) + \mathbf{n}_N(k) \quad (1)$$

其中,  $N$  为平滑窗口大小,  $\mathbf{s}(k) = [s(k), \dots, s(k-L-N-1)]^T$  是独立同分布的源发送序列;观测接收端输出序列  $\mathbf{X}_N(k) = [\mathbf{x}_1^T(k), \mathbf{x}_2^T(k), \dots, \mathbf{x}_M^T(k)]^T$ ,  $\mathbf{x}_i(k) = [x_i(k), \dots, x_i(k-N+1)]^T$  是第  $i$  个子信道的输出序列,  $1 \leq i \leq M$ ;  $\mathbf{n}_N(k) = [\mathbf{n}_1^T(k), \mathbf{n}_2^T(k), \dots, \mathbf{n}_M^T(k)]^T$  为加性白噪声,  $\mathbf{n}_i(n) = [n_i(k), \dots, n_i(k-N+1)]^T$  是第  $i$  个子信道的加性噪声;  $\mathbf{H}_N = [\mathbf{H}_1^T, \mathbf{H}_2^T, \dots, \mathbf{H}_M^T]^T$  是  $NM \times (N+L)$  的 Toeplitz 矩阵:

$$\mathbf{H}_i = \begin{bmatrix} h_{i,0} & h_{i,1} & \cdots & h_{i,L} & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_{i,0} & h_{i,1} & \cdots & h_{i,L} & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & & & & & & & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & h_{i,0} & h_{i,1} & \cdots & h_{i,L} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{N \times (N+L)} \quad (2)$$

对信道输出的自相关矩阵  $\mathbf{R} = E[\mathbf{X}_N(k) \mathbf{X}_N^H(k)]$  进行特征值分解,得到式(3):

$$\mathbf{R} = \mathbf{U} \text{diag} \{ \lambda_1^2 + \sigma^2, \dots, \lambda_{N+L}^2 + \sigma^2, \sigma^2, \dots, \sigma^2 \} \mathbf{U}^H \quad (3)$$

根据信道阶数  $L$  将  $\mathbf{U}$  分为两部分:信号子空间  $\mathbf{U}_s$  和噪声子空间  $\mathbf{U}_n$ 。利用噪声子空间  $\mathbf{U}_n$  构造特殊矩阵  $\mathbf{Q}$ :

$$\mathbf{Q} = \sum_{i=1}^{NM-N-L} \mathbf{G}_i \mathbf{G}_i^H \quad (4)$$

其中,  $\mathbf{G}_i$  为  $\mathbf{U}_n$  第  $i$  列组成的  $(L+1)M \times (N+L)$  维 Toeplitz 矩阵,  $\mathbf{Q}$  的特征值  $\vec{\gamma} = [\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_{(L+1)M-L+L}, \dots, \gamma_{(L+1)M}]$ , 令  $\mathbf{h} = [h_1^0, \dots, h_1^L, h_2^0, \dots, h_2^L, \dots, h_M^0, \dots, h_M^L]^T$ , 信道参数估计值  $\hat{\mathbf{h}}$  是特征值  $\gamma_{(L+1)M}$  对应的特征向量:

$$\hat{\mathbf{h}} = \arg \min_{\|\mathbf{h}\|=1} \|\mathbf{Q}^H \mathbf{h}\|_2^2 \quad (5)$$

在已知信道阶数  $L$  的前提下,子空间方法被证明是短数据和低 SNR 下的有效信道辨识方法。然而,实际环境中信道阶数是未知的,需要预先进行估计。

## 2.2 特征极值比定理

文献[11-12]通过分析  $\mathbf{Q}$  矩阵零空间维度与过估计阶数之间的关系,得出如下结论:

**引理 1** 理想情况下,当信道阶数过估计为  $P$  ( $P \geq L$ ) 时,  $\mathbf{Q}$  矩阵零空间的维度为  $P-L+1$ 。

文献[5]通过分析阶数过估计时的信道结构特征,得到如下结论:

**引理 2** 理想情况下,当信道阶数过估计为  $P$  ( $P \geq L$ ) 时,信道结构可以为互质部分与共零点部分的乘积,且过估计信道有  $P-L+1$  个公共零点。

文献[8]通过分析  $\mathbf{Q}$  矩阵的奇异性与信道阶数之间的关系,得到  $\mathbf{Q}$  矩阵分析定理:

**引理 3** 理想情况下,若  $P \geq L$ ,  $\mathbf{Q}$  是奇异矩阵,有  $P-L+1$  个零特征值。

上述三个引理中的理想情况指的是无噪且观测数据长度足够长的情况。这三个引理的本质是一样的,它们都说明了同一个问题:即当信道阶数被正确估计和过估计时,  $\mathbf{Q}$  矩阵是秩亏的;当信道阶数欠估计时,  $\mathbf{Q}$  是满秩矩阵。也就是说,  $\mathbf{Q}$  矩阵在阶数正确估计和过估计时最小特征值为零。

定义  $\mathbf{Q}$  矩阵最大特征值与最小特征值比值(maximum-eigenvalue minimum-eigenvalue ratio, MMR) 参数,也称为特征极值参数:

$$\text{MMR}(l) = \frac{\gamma_{\max}(\mathbf{Q}^l)}{\gamma_{\min}(\mathbf{Q}^l)}, l = 1, 2, \dots, P \quad (6)$$

显然,当  $l \geq L$  时,  $\mathbf{Q}^l$  矩阵的最小特征值为零,  $\text{MMR}(l) \rightarrow \infty$ ; 当  $l < L$  时,  $\mathbf{Q}$  矩阵非奇异,  $\text{MMR}(l)$  是一个有限的数,因此不加证明的给出特征极值比定理。

**特征极值比定理:**理想情况下,取一个较大的正整数  $P$  假定为信道阶数,则正整数  $P$ 、信道阶数  $L$  和 MMR 值之间存在如下关系:

1. 当  $P < L$  时,  $\mathbf{Q}$  矩阵满秩, MMR 值有限;
2. 当  $P \geq L$  时, MMR 值趋于无穷大。

根据特征极值比定理,有  $\text{MMR}(P) > \dots > \text{MMR}(L) \gg \text{MMR}(L-1) > \dots > \text{MMR}(1)$ , MMR 值在  $P=L$  处有一个突变,因此可以根据  $\mathbf{Q}$  矩阵的 MMR 值是否为极大值来估计信道阶数。

由于 MMR 计算的是最大特征值与最小特征值的比值,而 NECOE 方法计算的是相邻特征值的比值,对于  $1 \leq P \leq (M-1)N$ ,显然有:

$$\text{MMR}(P) > \max_{1 \leq i \leq (P+1)M-1} f(i) \quad (7)$$

相比 NECOE 取相邻特征值的方法<sup>[8]</sup>, MMR 更能够反映出  $P$  变化过程中,  $\mathbf{Q}$  矩阵在  $P=L$  时特征值变化的剧烈程度。

为了说明特征极值比定理,对表 2 和表 3 两种信道条件下  $\gamma_{\max}$ 、 $\gamma_{\min}$  和 MMR 随  $P$  值的变化情况进行仿真。从表 1 可以看出,好信道和坏信道条件下,  $\gamma_{\max}$  的值随  $P$  值改变变化不大,而  $\gamma_{\min}$  在  $P \geq 5$  时非常小,几乎为零,从而造成 MMR 在  $P \geq L = L_e = 5$  ( $L$  是好信道的真实阶数,  $L_e$  是坏信道的有效阶数) 的值很大,且处于同等数量级,如表 1 灰色部分所示。

表 1 不同信道条件下  $\gamma_{\max}$ 、 $\gamma_{\min}$  和 MMR 随  $P$  值的变化情况 ( $T=10000$ ,  $\text{SNR}=50\text{dB}$ )

Tab. 1 The numerical value of parameters  $\gamma_{\max}$ 、 $\gamma_{\min}$  and MMR according to  $P$  under different channel condition

$P$	好信道			坏信道		
	$\gamma_{\max}$	$\gamma_{\min}$	MMR	$\gamma_{\max}$	$\gamma_{\min}$	MMR
1	9.3413	1.7806	5.2462	9.9965	0.0192	521.39
2	9.4281	1.1082	8.5075	9.9947	0.0069	1443.35
3	9.5116	0.7263	13.0963	9.9501	0.0042	2393.85
4	9.2962	0.3354	27.7157	9.9478	0.002	4972.10
5	9.13	0	0.33e+009	9.9329	0	1.31e+010
6	9.0987	0	0.60e+009	9.9218	2.211e-010	4.49e+010
7	9.0563	0	0.90e+009	9.9069	1.779e-010	5.57e+010
8	9.0133	0	1.30e+009	9.8962	1.440e-010	6.87e+010
9	8.9515	0	1.68e+009	9.896	1.076e-010	9.20e+010

### 3 基于特征极值比的阶数估计方法

在特征极值比定理基础上引出 MMRR 阶数估计方法,对 MMRR 方法进行了复杂度分析,并与其他方法做了比较。

#### 3.1 MMRR 阶数估计方法

实际环境中,观测数据是含噪声的有限长度序列,造成自相关矩阵估计值  $\hat{\mathbf{R}}$  与真实自相关矩阵  $\mathbf{R}$  之间不可避免的存在估计误差,使矩阵  $\mathbf{Q}$  在  $P \geq L$  处的最小特征值并不为零,而是接近于零的数,弱化了 MMR 值在  $P=L$  处的突变程度。尤其当信道具有较长的首尾小系数时,这种突变更加不明显,严重影响了阶数估计性能。

在  $l < L$  时,MMR 属于低数量级且有限,相邻 MMR 值的比值也将是一个有限的数;而当  $l > L$  时,MMR 属于高数量级且非常大,但是 MMR 属于同等数量级,相邻 MMR 值的比值也是一个有限的数值;当  $l=L$  时,MMR( $L$ )是高量级数据而 MMR( $L-1$ )是低量级数据,比值将会比较大。定义相邻 MMR 数据的比值 MMRR (maximum-minimum-ratio ratio):

$$\text{MMRR}(l) = \frac{\text{MMR}(l)}{\text{MMR}(l-1)}, l = P, P-1, \dots, 2 \quad (8)$$

目标函数:

$$\hat{L} = \arg \max_l \text{MMRR}(l), l = P, P-1, \dots, 2 \quad (9)$$

MMRR 方法简述如下:

1. 选择较大的  $P$  值,为了保证噪声子空间为零子空间,则  $1 \leq P < (M-1)N$ ;
2. 根据  $l(l=P, P-1, \dots, 1)$  值构建特殊矩阵  $\mathbf{Q}$ ,并对  $\mathbf{Q}$  进行奇异值分解,根据式(6)计算 MMR( $l$ )值;
3. 根据式(8)计算 MMRR( $l$ ),其中  $l=P, P-1, \dots, 2$ ;
4. 然后根据式(9)计算搜索 MMRR( $l$ )的最大值,从而得到信道阶数估计值  $\hat{L}$ 。

为了说明 MMR 和 MMRR 参数与信道阶数之间的关系,对表 2 和表 3 中的信道进行仿真,结果如图 1 所示:

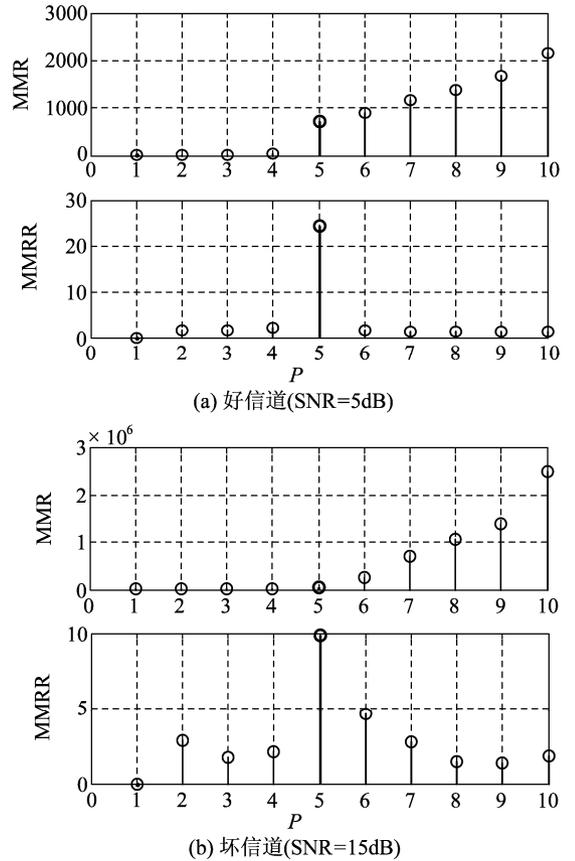


图 1 MMRR 方法各个步骤随  $P$  值的变化情况

( $T=1000, N=10, P=10, \text{QPSK}$ )

Fig. 1 The value of MMR and MMRR

according to different  $P$  value

从图 1 可以看出,由于观测数据长度和 SNR 条件的限制,使得 MMR 值在  $P=L(L_e)$  变化并不明显,而图 1(a) 和图 1(b) 中 MMRR 最大值对应的位置为 5,等于  $L$  和  $L_e$ ,从而验证了 MMRR 方法的合理性。

#### 3.2 计算复杂度分析

MMRR 方法采用了多次 EVD 分解。EVD 分解是大多数阶数估计方法的重要环节,其计算复杂度比较高,是算法总体复杂度的主要部分。LC、Tian 方法和门限值方法只需要对矩阵  $\hat{\mathbf{R}}$  进行一次 EVD 分解,其计算复杂度为  $O(M^3 N^3)$ 。

NECOE 方法需要一次 EVD 分解产生特殊矩阵  $\mathbf{Q}^P$ ,至少一次 EVD 分解得到信道阶数。因此 NECOE 方法的计算复杂度至少为  $O(M^3 N^3 + M^3 P^3)$ 。

目前,CMR方法是坏信道条件下估计性能最好的方法。每次 $\hat{\mathbf{h}}^l(1 \leq l \leq P)$ 的获取需要两次EVD分解,计算复杂度为 $O(MP^2T^2 + M^3P^4/4)$ 。

MMRR方法需要一次EVD分解产生 $\mathbf{Q}^P$ 和一次EVD分解得到 $\text{MMR}(l)(1 \leq l \leq P)$ ,因此其总体计算复杂度为 $O(M^3N^3 + M^3P^4/4)$ 。

由以上分析可知,LC、门限值方法和Tian方法的计算复杂度最低,NECOE方法次之。MMRR方法的计算开销大于NECOE方法,而由于 $M$ 值较小且 $T \gg N$ ,CMR方法的计算复杂度最高。由于 $P$ 值增加造成算法复杂度成倍增加,在算法初始阶段,可根据子空间方法在过估计时信道的过估计零点近单位圆聚特性缩小 $P$ 的取值范围,避免初始 $P$ 值过高问题。

## 4 仿真分析

以随机产生的QPSK序列作为发送信号,平滑因子 $N=10, P=10$ ,Monte Carlo仿真次数为500。采用两种典型的信道类型:好信道[5]和坏信道[12]。在不同实验条件下对LC方法、门限值方法、Tian方法、NECOE方法、CMR方法以及本文提出的MMRR方法进行仿真验证。

### 仿真1 好信道条件下估计性能及分析

好信道子信道数 $M=3$ ,阶数 $L=5$ ,信道参数如表2所示,样本数 $T=100$ ,仿真的SNR变化范围从-5dB到30dB。

表2 好信道参数

Tab.2 The parameters of well-conditioned channel

	$h_1$	$h_2$	$h_3$
1	1.7491-0.9173i	0.9323-0.7836i	1.0488+0.2484i
2	0.1326-1.1061i	1.1647+0.2133i	1.4886+0.0596i
3	0.3252+0.8106i	-2.0457+0.7879i	1.2705+1.3766i
4	-0.7938+0.6985i	-0.6444+0.8967i	-1.8561-1.083i
5	0.3149-0.4016i	1.7411-0.1869i	2.1343+1.0354i
6	-0.5273+1.2688i	0.4868-1.0132i	1.4358+1.5854i

从图2可以看出,对于好信道条件,每种方法收敛时辨识的信道阶数为5,与信道真实阶数相符。由图3可以看出,LC方法、门限值方法在SNR大于15dB时才能正确估计信道阶数;Tian完全正确估计需要的SNR更高,大于20dB;在好信道条件下,CMR方法本质上就是最小二乘平滑算法,由于最小二乘算法固有的估计性能不佳的缺点,导致CMR方法在好信道条件下优势不明显,如果将CMR方法与子空间方法相结合,阶数估计性能将有非常大的提升[15];NECOE正确估计时的SNR为11dB;MMRR方法稳定时的SNR为7dB,显然MMRR在估计概率比NECOE方法提高了4dB。

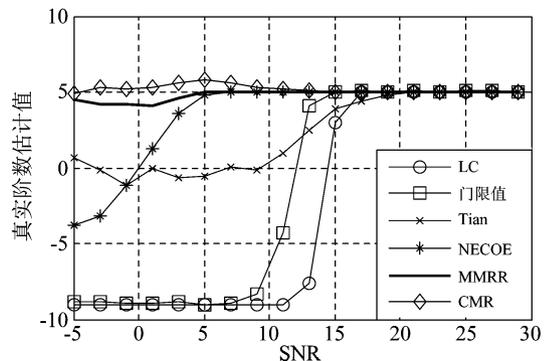


图2 好信道的信道阶数估计值

Fig.2 The estimated channel order of well-conditioned channel

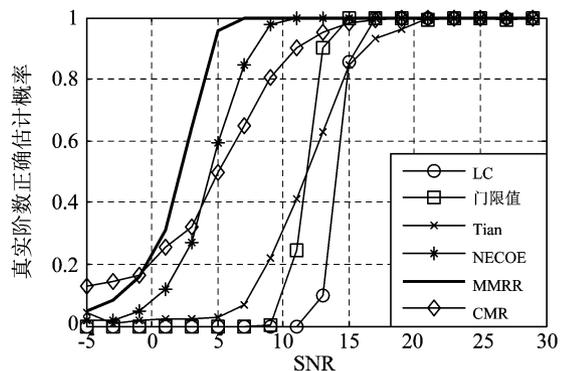


图3 好信道真实阶数的估计概率

Fig.3 The probability of correct order estimation for well-conditioned channel

### 仿真2 坏信道条件下估计性能及分析

坏信道的子信道个数 $M=4$ ,阶数 $L=20$ ,信道参数如表3所示,该坏信道的有效部分是连续的(表3灰色部分),有效阶数 $L_e=5$ 。样本数 $T=100$ ,SNR变化范围从-5dB到50dB。

表 3 坏信道参数

Tab.3 The parameters of ill-conditioned channel

	$h_1$	$h_2$	$h_3$	$h_4$
1	0.0164	0.0217	0.0314	-0.0266
2	0.0286	-0.0234	-0.0066	-0.0201
3	-0.0197	0.0171	-0.0046	-0.0266
4	-0.0404	0.0286	-0.0174	0.0112
5	-0.0212	-0.0116	0.0248	0.0343
6	-0.0419	0.9097	-1.1836	1.2965
7	-0.2993	-0.2012	0.4906	0.0525
8	-1.2808	-0.4401	-0.3093	0.3410
9	-0.5301	-1.0153	0.4011	-0.0260
10	0.1417	-0.5364	0.1269	0.3991
11	0.2624	-0.0817	-1.8522	0.8817
12	0.0480	0.0030	0.0301	0.0020
13	-0.0100	0.0112	-0.0138	-0.0493
14	0.0028	0.0294	0.0091	0.0008
15	-0.0029	-0.0346	0.0288	0.0244
16	-0.0150	-0.0180	-0.0149	0.0469
17	0.0063	0.0031	0.0327	-0.0205
18	0.0011	-0.0181	0.0156	0.0291
19	0.0171	-0.0039	-0.0100	0.0491
20	-0.0404	-0.0314	0.0223	0.0237
21	-0.0483	0.0488	-0.0414	0.0059

从图 4 可以看出,除门限值方法外,其他方法收敛时对应的阶数估计值为 5,与坏信道的实际有效阶数相符。由图 5 可知,LC 方法、Tian 方法在 SNR 大于 35dB 时才能估计出有效阶数;门限值方法在低 SNR 情况下估计出真实信道阶数,在高 SNR 情况下估计的有效阶数与实际不符,估计性能比较差,根据文献[9]的分析,试图估计小系数的方法是不必要的;NECOE 方法在 SNR 大于 29dB 时才能达到稳定值,而 MMRR 和 CMR 方法在 15dB 时估计概率就达到 100%,比 NECOE 方法提高了 14dB。CMR 方法和 MMRR 的在坏信道条件下的估计效果优于其他算法。

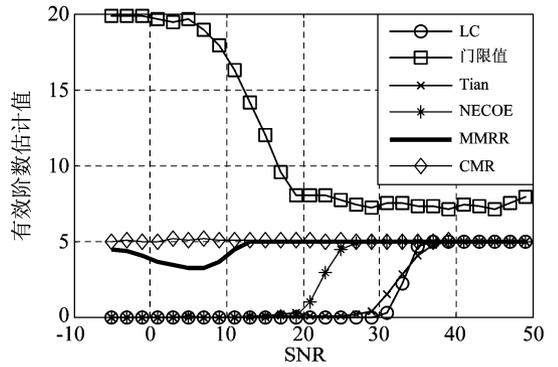


图 4 坏信道有效阶数估计值  
Fig.4 The estimated channel order of ill-conditioned channel

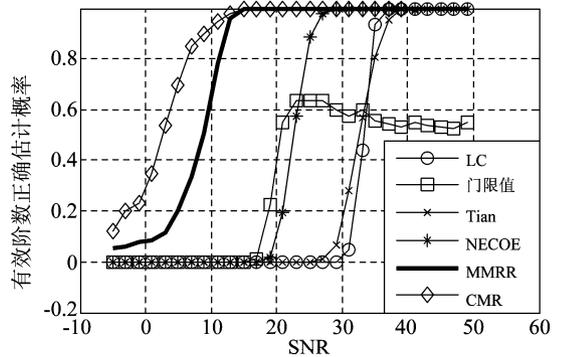


图 5 坏信道有效阶数估计概率  
Fig.5 The probability of effective order estimation for ill-conditioned channel

### 仿真 3 随观测数据长度变化的估计性能及分析

从仿真 1 和仿真 2 的结果可以得出,NECOE、CMR 和 MMRR 是性能较优的估计方法。在好信道和坏信道条件下,固定 SNR 值,令观测数据长度以 50 为间隔从 100 增加到 500,观测 NECOE、CMR 和 MMRR 方法的估计效果。

对于好信道,取 SNR=3dB、5dB 和 8dB,仿真结果如图 6 所示。由图 6 可以看出,NECOE 方法在 SNR=8dB、观测数据长度为 200 时达到稳定值;MMRR 方法在 SNR=3dB、观测数据长度为 250 时达到稳定值,在 SNR=5dB、观测数据长度为 150 时达到稳定值,在 SNR=8dB 时可以完全正确估计;CMR 方法在 SNR=3dB、5dB 和 8dB 时,都不能正确估计信道阶数,且估计概率随观测数据长度增加变化不大。由此可见,MMRR 方法是一种低 SNR 和短数据条件下的有效估计方法。

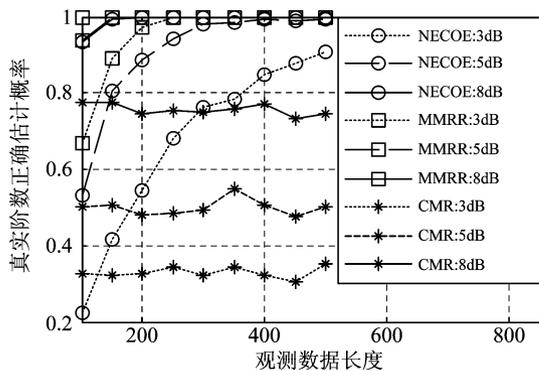


图6 好信道阶数估计概率随样本数变化情况

Fig. 6 The probability of correct order estimation according to different samples for well-conditioned channel

对于坏信道,取 SNR = 8dB、10dB 和 12dB,仿真结果如图 7 所示。由于 NECOE 方法在这些 SNR 条件下失效,因此,未在图中给出;CMR 方法在不同 SNR 条件下,随着观测数据的改变,其估计概率几乎不变;MMRR 方法随着观测数据长度增加估计性能有所提高,在 SNR = 12dB 时与 CMR 方法效果相当。因此,根据图 6 和图 7 的仿真结果可知,MMRR 方法虽然略差于 CMR 方法,但是远远优于 NECOE 方法,在 SNR 大于 12dB 时与 CMR 方法基本相当,且计算复杂度低于 CMR 方法。

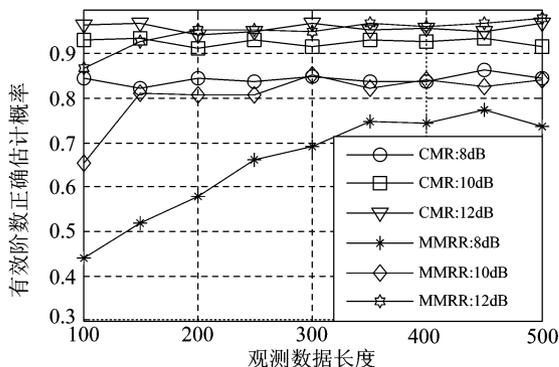


图7 坏信道有效阶数正确估计概率

Fig. 7 The probability of effective order estimation according to different samples for ill-conditioned channel

## 5 结论

信道阶数估计是确定性盲辨识算法的关键技术,本文利用子空间方法中阶数过估计和正确估计时  $\mathbf{Q}$  矩阵的最大特征值与最小特征值之比为极大值的特点,建立特征极值比定理。基于该定理,提出了以特征极值比为参数的 MMRR 阶数估计方法。

仿真结果表明,对于好信道,MMRR 方法在低信噪比和有限数据条件下优于其他方法;对于坏信道,虽然 MMRR 方法的估计性能略差于 CMR 方法,但是 MMRR 方法的计算复杂度远低于 CMR 方法。因此,在未知信道类型的情况下,MMRR 方法是一种相对有效的阶数估计方法。MMRR 方法采用相邻特征极值的比值来为目标函数来估计阶数,该方法是否为最优需进一步讨论。另外,在广义极限条件下,子空间方法是一种有偏方法<sup>[16-17]</sup>,如何利用随机矩阵理论<sup>[18-19]</sup>来提高估计性能非常值得研究。

## 参考文献

- [1] Giannakis G B, Hua Y, Stoica P, et al. Signal Processing Advances in Wireless and Mobil Communication, Vol. I: Trends in Channel Identification and Equalization [M]. Prentice Hall PTR, 2001: 3-12.
- [2] Yung C C, Chun F C, Horng C C, et al, Blind Equalization and System Identification: Batch Processing Algorithms, Performance and Applications [M]. London: Springer Verlag London, 2006: 8-10.
- [3] Rissanen J. Modeling by shortest data description [C] // Automatica, 1978, 14:465-471.
- [4] Akaike H. A new look at the statistical model identification [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1974, 19(6):716-723.
- [5] Liavas A P, Reglia P A, Delmas J P. Blind channel approximation: Effective channel order determination [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1999, 47(12): 3336-3344.
- [6] 田莹,葛林东,王彬,等.两种改进的信道阶数估计算法[J].计算机应用研究,2012,29(1):119-122. Tian Ying, Ge Lindong, Wang Bin. Two modified algorithms for channel order estimation [J]. Application Research of Computers, 2012, 29(1): 119-122. (in Chinese)
- [7] Awan M K, Aftab M F. Zeeshan, Channel Order Estimation in Cyclostationarity Based Blind Channel Equalization [C] // IEEE 9th International Multitopic Conference, Karachi, 2005: 1-6.
- [8] 代松银,袁嗣杰,董书攀.基于子空间分解的信道阶数估计算法[J].电子学报,2010,38(6):1-5. Dai Songyin, Yuan Sijie, Dong Shupan. Effective channel

- order estimation based on subspace decomposition [J]. Acta Electronica Sinica. 2010, 38(6):1-5. (in Chinese)
- [9] 代松银,袁嗣杰,董书攀. 信道均衡和阶数估计的联合子空间算法[J]. 信号处理,2009,25(8A):102-105.  
Dai Songyin, Yuan Sijie, Dong Shupan. A novel subspace algorithm for joint blind equalization and order estimation[J]. Signal Processing, 2009,25(8A):102-105. (in Chinese)
- [10] Via J, Santamaria I, Perez J. Effective channel order estimation based on combined identification/ equalization [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2006, 54(9): 3518-3526.
- [11] Gabet J D, Bojanczyk A W. Effective channel order estimation based on null space structure and exponential fit [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010,58(10):5425-5430.
- [12] Karakutuk S, Tuncer T E. Channel matrix recursion for blind effective channel order estimation[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(4):1642-1653.
- [13] Coskun A, Kale I. All-Adaptive Blind Matched Filtering for the Equalization and Identification of Multipath Channels: A Practical Approach [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2013, 60(1): 232-242.
- [14] Van V S, Via J, Santamaria I. Blind Identification of SISO Wiener Systems Based on Kernel Canonical Correlation Analysis [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2013, 61(9):2219-2230.
- [15] 孙有铭,刘洛琨,崔波,等,基于子空间信道矩阵迭代的阶数估计算法[J]. 电子与信息学报,2013,35(2): 432-437.  
Sun Youming, Liu Luokun, Cui Bo, et al. Channel order estimation algorithm based on subspace channel matrix recursion [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2013,35(2):432-437. (in Chinese)
- [16] Xavier M. On the asymptotic behavior of the sample estimates of eigenvalues and eigenvectors of covariance matrices [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(11):5353-5368.
- [17] Romain C, Mcrouane D. Signal processing in large systems [J]. IEEE Signal Processing Magazine. 2013, pp: 24-39.
- [18] Jianfeng Y, Abia K, Janmal N. Eigenvalue estimation of parameterized covariance matrices of large dimensional data [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60(11):5893-5905.
- [19] Pascal V, Philippe L, Xavier M. Improved subspace estimation for multivariate observations of high dimension: the deterministic signal case [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2012, 58(2):1043-1068.

### 作者简介



**王玉红** 女,1982年生,河南滑县人。现为解放军信息工程大学研究所博士研究生,研究方向为移动通信与信号处理。

E-mail:wangyuhong1001@163.com



**崔波** 男,1985年生,安徽长丰人。现为解放军信息工程大学研究所博士,研究方向为通信信号处理。

E-mail:icuiboeee@163.com



**金梁** 男,1969年生,北京人,现为解放军信息工程大学研究所教授,博士生导师,研究方向为无线通信与信号处理。

E-mail:liangjin\_ndsc@163.com



**牛铜** 男,1983年生,河南郑州人,现为解放军信息工程大学信息工程学院博士研究生,研究方向为信号与信息处理。

E-mail:jerry\_newton0072@sina.com