

# 基于平行因子分析的SIMO-OFDM系统盲信道与符号联合估计算法

杨若男\* 张伟涛 楼顺天

(西安电子科技大学工程学院 西安 710071)

**摘要:** 针对SIMO-OFDM系统下的信道估计和符号检测问题, 该文建立了接收数据矩阵的平行因子分析(PARAFAC)模型, 利用PARAFAC模型中离散傅里叶变换矩阵的行满秩特性, 结合数据矩阵的奇异值分解, 提出了一种信道与符号联合盲估计的闭式求解方法。由于提出的求解方法无须进行迭代便可以完成信道估计和符号检测, 因此其计算复杂度低, 此外, 利用PARAFAC模型实现信道和符号的同时计算, 避免了因信道估计误差导致的符号误码率性能下降问题。仿真结果表明, 与传统方法相比提出的方法计算复杂度更低, 估计性能更好。

**关键词:** 盲信道估计; 符号检测; SIMO-OFDM; 平行因子分析

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2019)03-0551-05

DOI: 10.11999/JEIT180432

## Joint Blind Channel Estimation and Symbols Detection for SIMO-OFDM Systems Based on PARAFAC

YANG Ruonan ZHANG Weitao LOU Shuntian

(School of Electronic Engineering, Xidian University, Xi'an 710071, China)

**Abstract:** To solve the problem of the joint blind channel estimation and symbol detection for SIMO-OFDM systems, a PARALLEL FACTOR (PARAFAC) analysis model of the receive data matrix is established. Then, with the full row rank characteristic of the discrete Fourier transform matrix and the singular value decomposition of the receiving data matrix, a closed method is proposed for joint blind channel estimation and symbol detection. The proposed method has low computational complexity because it has no iteration. Furthermore, by the simultaneously calculated of channel and signals, the proposed method can avoid the performance reduction of signal estimation caused by channel estimation error. Simulation results show that the proposed method has lower computational complexity and better estimation performance compared with traditional methods.

**Key words:** Blind channel estimation; Symbols detection; SIMO-OFDM; PARALLEL FACTOR (PARAFAC) analysis

## 1 引言

正交频分复用(Orthogonal Frequency-Division Multiplexing, OFDM)技术由于其数据传输速率高、频谱利用率高等优点在无线通信中得到广泛应用。信道估计是OFDM系统接收机设计的一项重要任务。传统的信道估计方法是通过在子载波中插入导频序列完成的, 但是这种方法会造成发送功率的损失和频带利用率的降低, 因此近些年盲信道估计成为OFDM信道估计的研究热点<sup>[1-4]</sup>。已有的部

分盲信道估计算法利用接收信号的2阶统计特性或者高阶累积量得到信道信息<sup>[5-8]</sup>。文献<sup>[8]</sup>中的方法通过对接收信号的相关矩阵做奇异值分解来构造两个相互正交的信号子空间和噪声子空间, 利用两个子空间的正交性来估计信道信息, 但是对于SIMO系统, 子空间方法的奇异值分解不够稳定性, 且算法复杂度较大; 频域预编码是一种在OFDM系统中创造频率多样性的有效方法<sup>[9,10]</sup>, 频域预编码能够很好地避免特定子载波上信道零点带来的影响, 但是占用了一部分符号空间。这些传统方法都是首先估计信道信息, 再通过对系统做均衡得到发送符号, 计算复杂度较高。近几年来, 基于平行因子(PARAFAC)分析模型的信号处理方法引发了很多关注, 也有一些学者引入PARAFAC模型用于OFDM系统的频偏估计和盲信号检测<sup>[11,12]</sup>。PARAFAC方法不需要限定发送符号的独立性, 且可以同时多个因子进行估计, 不需要知道先验信息<sup>[13-15]</sup>。文献

收稿日期: 2018-05-07; 改回日期: 2018-10-25; 网络出版: 2018-11-19

\*通信作者: 杨若男 rn\_yang@163.com

基金项目: 国家自然科学基金(61571339), 陕西省创新人才推进计划-青年科技新星项目(2018KJXX-019)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61571339), The Natural Science Foundation of Shaanxi Province (2018KJXX-019)

[11]给出了一种基于线性相关平行因子分析模型用于MIMO-OFDM系统的盲符号检测和盲信道估计,构造了基于线性相关平行因子分析模型用于MIMO-OFDM系统之后,采用交替最小二乘法对3个因子进行估计,能够同时估计信道和符号信息,且估计精度较高,但是迭代过程收敛较慢,且收敛速度和初始迭代值有密切关系。

本文提出了一种基于PARAFAC模型的SIMO-OFDM盲信道估计与盲符号联合估计方法,建立了接收数据矩阵的平行因子分析模型。利用离散傅里叶变换矩阵的行满秩特性,结合数据矩阵的奇异值分解,提出了一种信道与符号联合盲估计的闭式求解方法。所提出的求解方法无须进行迭代便可以完成信道估计和符号检测,且利用PARAFAC模型同时实现信道和符号的估计,相较于传统方法计算复杂度更低,避免了因信道估计误差导致的符号误码率性能下降问题,估计性能更好。

## 2 系统模型

考虑有1根发射天线和 $M$ 根接收天线的SIMO-OFDM系统,每个OFDM符号包含 $N$ 个子载波,天线发射的第 $k$ 个OFDM符号表示为 $\mathbf{s}(k) = [s(k, 0), s(k, 1), \dots, s(k, N-1)]^T$ ,经过OFDM调制后的 $N$ 点时域信号即为 $\mathbf{d}(k) = \mathbf{F}^H \mathbf{s}(k)$ , $\mathbf{F}$ 表示离散傅里叶变换矩阵。令发射天线和第 $m$ 个接收天线之间的信道脉冲响应表示为 $\mathbf{h}_m = [a_m(0), \dots, a_m(l), \dots, a_m(L_m-1)]^T$ ,其中, $a_m(l)$ , $l = 0, 1, \dots, L_m-1$ 表示第 $l$ 个路径的信道衰落, $L_m$ 表示多径数。因此,只要循环前缀的长度大于等于多径数 $L_m$ ,第 $m$ 个接收天线接收端接收到的第 $k$ 个无噪符号可以表示为

$$\mathbf{x}_m(k) = \bar{\mathbf{H}}_m \mathbf{d}(k) \quad (1)$$

其中, $\bar{\mathbf{H}}_m$ 是 $N \times N$ 维循环信道矩阵,且 $\bar{\mathbf{H}}_m(p, q) = \mathbf{h}_m^o((p-q) \bmod N)$ , $\mathbf{h}_m^o$ 是由 $\mathbf{h}_m$ 后面补上 $N-L_m-1$ 个零构成的 $N \times 1$ 维向量。

令向量 $\mathbf{h}_m$ 的 $N$ 点DFT为 $\mathbf{H}_m = [h_m(1), h_m(2), \dots, h_m(N)]$ ,则 $h_m(n) = \sum_{l=0}^{L_m-1} a_m(l) e^{-j2\pi nl/N}$ 为第 $n$ 个子载波在发射天线和第 $m$ 个接收天线的信道频率响应。扩展到整个SIMO系统的频域信道矩阵则为 $\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1 \mathbf{H}_2 \dots \mathbf{H}_M]^T$ 。因此,第 $m$ 个接收天线接收到的无噪信号可以表示为

$$\mathbf{x}_m(k) = \mathbf{F}^H \mathbf{D}_m(\mathbf{H}) \mathbf{s}(k) \quad (2)$$

其中, $\mathbf{D}_m(\mathbf{H}) = \text{diag}(\mathbf{h}_m)$ 表示由 $\mathbf{h}_m$ 构成的对角矩阵。假设信道参数在 $P$ 个符号块内是不变的,令 $\mathbf{X}_m$ 表示连续发送 $P$ 个OFDM符号后第 $P$ 个接收天线接收到的数据矩阵,则

$$\mathbf{X}_m = \mathbf{F}^H \mathbf{D}_m(\mathbf{H}) \mathbf{S} \quad (3)$$

其中,矩阵 $\mathbf{S} = [\mathbf{s}(1) \mathbf{s}(2) \dots \mathbf{s}(P)]$ 。令 $\mathcal{X} \in \mathbb{C}^{N \times P \times M}$ 表示由 $M$ 个接收数据矩阵形成的3阶张量,其正面切片形成的信号矩阵可表示为 $\mathbf{X} = [\mathbf{X}_1 \mathbf{X}_2 \dots \mathbf{X}_M]$ ,则

$$\mathbf{X} = \mathbf{F}^H (\mathbf{H} \odot \mathbf{S}^T)^T \quad (4)$$

其中, $\odot$ 表示Khatri-Rao积。通过式(4)建立了SIMO-OFDM系统接收信号的PARAFAC模型,3阶张量的3个因子分别为频域信道矩阵 $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ ,发送符号信息矩阵 $\mathbf{S}^T \in \mathbb{C}^{P \times N}$ 和离散傅里叶变换矩阵的共轭矩阵 $\mathbf{F}^H \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 。

假设有3阶张量 $\mathcal{Z} \in \mathbb{C}^{I \times J \times K}$ ,其 $K$ 个正面切片表示为 $\mathbf{Z}_{::k} \in \mathbb{C}^{I \times J}$ ( $k = 1, 2, \dots, K$ ),由所有正面切片形成矩阵 $\mathbf{Z}^{(I \times JK)} = [\mathbf{Z}_{::1}, \mathbf{Z}_{::2}, \dots, \mathbf{Z}_{::K}]$ 。矩阵 $\mathbf{Z}^{(I \times JK)}$ 的CP (CANDECOMP/PARAFAC)分解表示为 $\mathbf{Z}^{(I \times JK)} = \mathbf{A}(\mathbf{C} \odot \mathbf{B})^T$ ,亦或 $[\mathbf{Z}^{(I \times JK)}]^T = (\mathbf{C} \odot \mathbf{B}) \mathbf{A}^T$ 。令 $\mathbf{Y} = \mathbf{X}^T$ ,可以看出SIMO-OFDM系统接收信号矩阵 $\mathbf{Y}$ 的CP分解为

$$\mathbf{Y} = (\mathbf{H} \odot \mathbf{S}^T) \mathbf{F}^* \quad (5)$$

## 3 盲信道与符号联合估计算法

### 3.1 平行因子分解

由于信道信息矩阵和发送符号信息转置矩阵的Khatri-Rao积是列满秩矩阵,离散傅里叶变换矩阵的共轭矩阵也具有列满秩特性,因此接收信号矩阵 $\mathbf{Y} \in \mathbb{C}^{MP \times N}$ 有 $N$ 个奇异值,其奇异值分解可以表示为

$$\mathbf{Y} = (\mathbf{U}_1 \quad \mathbf{U}_2) \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Sigma} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1^H \\ \mathbf{V}_2^H \end{bmatrix} \quad (6)$$

其中,对角矩阵 $\boldsymbol{\Sigma}$ 中包含接收信号矩阵 $\mathbf{Y}$ 的 $N$ 个奇异值,矩阵 $\mathbf{U}_1 \in \mathbb{C}^{MP \times N}$ 和 $\mathbf{V}_1 \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 分别包含 $N$ 个奇异值对应的左右奇异向量。显然列满秩矩阵 $\mathbf{F}^H$ 和矩阵 $\mathbf{V}_1^*$ 张成相同的列空间,因此存在非奇异矩阵 $\mathbf{D} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 使得 $\mathbf{F}^H = \mathbf{V}_1^* \mathbf{D}$ , $\mathbf{H} \odot \mathbf{S}^T = \mathbf{U}_1 \boldsymbol{\Sigma} \mathbf{D}^{-T}$ 。

令 $\hat{\mathbf{H}} = [\hat{\mathbf{h}}_1, \hat{\mathbf{h}}_2, \dots, \hat{\mathbf{h}}_N]$ 表示信道信息矩阵的估计, $\hat{\mathbf{S}}^T = [\hat{\mathbf{s}}_1, \hat{\mathbf{s}}_2, \dots, \hat{\mathbf{s}}_N]$ 表示符号信息估计矩阵的转置矩阵,则二者的Khatri-Rao积 $\mathbf{W} = \hat{\mathbf{H}} \odot \hat{\mathbf{S}}^T$ 的每一列 $\mathbf{w}_n$ 可以表示为 $\mathbf{w}_n = \hat{\mathbf{h}}_n \otimes \hat{\mathbf{s}}_n$ , $n = 1, 2, \dots, N$ 。定义矩阵 $\mathbf{Z}^{(n)} = \text{unvec}_{P \times M}(\mathbf{w}_n)$ , $n = 1, 2, \dots, N$ ,则有

$$\mathbf{Z}^{(n)} = \hat{\mathbf{s}}_n \hat{\mathbf{h}}_n^T \quad (7)$$

显然,矩阵 $\mathbf{Z}^{(n)}$ 的秩等于1,有唯一的非零奇异值 $\sigma_n$ ,其奇异值分解可以表示为

$$\mathbf{Z}^{(n)} = \mathbf{u}_n \sigma_n \mathbf{v}_n^H \quad (8)$$

其中, $\mathbf{u}_n$ 和 $\mathbf{v}_n$ 分别表示 $\mathbf{Z}^{(n)}$ 唯一的非零奇异值 $\sigma_n$ 的

左奇异向量和右奇异向量, 则矩阵 $\hat{\mathbf{H}}$ 和 $\hat{\mathbf{S}}$ 带有尺度模糊的估计值分别为 $\hat{\mathbf{H}} = (\mathbf{v}_1^* \ \mathbf{v}_2^* \ \cdots \ \mathbf{v}_N^*)$ ,  $\hat{\mathbf{S}} = (\sigma_1 \mathbf{u}_1 \ \sigma_2 \mathbf{u}_2 \ \cdots \ \sigma_N \mathbf{u}_N)^T$ 。

算法步骤总结如下:

(1) 对3阶张量 $\mathcal{X}$ 的接收信号矩阵 $\mathbf{Y}$ 做奇异值

$$\text{分解 } \mathbf{Y} = (\mathbf{U}_1 \ \mathbf{U}_2) \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Sigma} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1^H \\ \mathbf{V}_2^H \end{bmatrix} \\ = \mathbf{U}_1 \boldsymbol{\Sigma} \mathbf{V}_1^H;$$

(2) 利用已知的离散傅里叶变换矩阵 $\mathbf{F}$ 计算矩阵 $\mathbf{D} = (\mathbf{V}_1^*)^{-1} \mathbf{F}^H$ ;

(3) 对矩阵 $\mathbf{D}$ 求逆, 计算 $\mathbf{G} = \mathbf{D}^{-1}$ , 定义矩阵 $\mathbf{W} = \hat{\mathbf{H}} \odot \hat{\mathbf{S}}^T$ , 则 $\mathbf{W} = \mathbf{U}_1 \boldsymbol{\Sigma} \mathbf{G}^T$ 。

(4) 构造秩-1矩阵 $\mathbf{Z}^{(n)} = \text{unvec}_{P \times M}(\mathbf{w}_n) = \hat{\mathbf{s}}_n \hat{\mathbf{h}}_n^T$ ,  $n = 1, 2, \dots, N$ , 对其分别做奇异值分解, 得到 $\mathbf{Z}^{(n)} = \mathbf{u}_n \sigma_n \mathbf{v}_n^H$ ,  $n = 1, 2, \dots, N$ ;

(5) 信道信息矩阵 $\hat{\mathbf{H}}$ 和符号信息矩阵 $\hat{\mathbf{S}}$ 的估计分别为 $\hat{\mathbf{H}} = (\mathbf{v}_1^* \ \mathbf{v}_2^* \ \cdots \ \mathbf{v}_N^*)$ ,  $\hat{\mathbf{S}} = (\sigma_1 \mathbf{u}_1 \ \sigma_2 \mathbf{u}_2 \ \cdots \ \sigma_N \mathbf{u}_N)^T$ 。

### 3.2 复杂度分析

本文方法需要计算一次 $MP \times N$ 维矩阵和 $N$ 次 $P \times M$ 维矩阵的奇异值分解, 因此计算复杂度为 $O(N^3 + NM^3)$ ; 文献[11]中提出的交替最小二乘方法需要在每次循环时计算 $MP \times N$ ,  $PN \times N$ 和 $MN \times N$ 矩阵的逆运算, 每次循环的复杂度为 $O(3N^3)$ , 当收敛条件为 $10^{-10}$ 时, 交替最小二乘方法达到收敛时的循环次数约为20次左右; 文献[8]中提到的子空间方法和文献[9]中给出的预编码方法都是先进行盲信道估计再通过MMSE均衡的方法做符号检测, 算法复杂度分别为 $O(2N^3)$ 和 $O(N^2 L_m + N^3)$ 。一般情况下 $N \gg M$ ,  $N \gg L_m$ , 由此分析可见本文算法的计算复杂度最低。表1给出了一些典型参数下4种算法的复杂度比较。

表 1 不同参数下4种方法的计算复杂度

|                          | 本文方法   | 文献[8]  | 文献[9]  | 文献[11] |
|--------------------------|--------|--------|--------|--------|
| $L_m = 3, M = 3, N = 32$ | 33056  | 65536  | 35840  | 98304  |
| $L_m = 3, M = 5, N = 64$ | 270144 | 524288 | 274432 | 786432 |

## 4 仿真结果

本节对提出的盲信道符号联合估计算法的有效性进行仿真验证。仿真中采用三径信道的指数功率延迟时域模型, 每一径的相位分布服从 $[0, 2\pi)$ , 具有式(9)形式

$$E\{|h_l|^2\} = \exp(-l/10), l = 0, 1, \dots, L_m \quad (9)$$

式中, 信道阶数 $L_m = 2$ 。SIMO-OFDM系统采用IEEE 802.11a标准, 接收天线数目 $M = 3$ , 子载波数为 $N = 64$ , 信号星座图映射采用16位正交幅度调制, 蒙特卡洛次数 $N_m = 100$ , 评价标准采用标准均方误差(Normalized Mean Square Error, NMSE), 定义如式(10)

$$\text{NMSE} = \frac{1}{N_m} \sum_{i=1}^{N_m} \frac{\|\beta_i \hat{\mathbf{H}}_i - \mathbf{H}\|^2}{\|\mathbf{H}\|^2} \quad (10)$$

对比本文方法和文献[11]中基于交替最小二乘(ALS)的平行因子分解方法的运行时间随信道阶数变化的关系, 结果如图1所示。交替最小二乘算法的收敛判定条件为式(11)

$$E = \left\| \mathbf{X} - \mathbf{F}^H (\mathbf{H} \odot \mathbf{S})^T \right\|_F^2 \quad (11)$$

当收敛条件为 $10^{-10}$ 时, 交替最小二乘方法达到收敛时的循环次数约为20次左右, 仿真分别取交替最小二乘方法仅用1个初始值和10个初始值达到收敛时的平均运行时间, 以及本文方法估计出信道和符号信息所占用时间, 可以看出, 本文方法由于不需要进行循环迭代便可以完成信道估计和符号检测, 在信道阶数为任何值时都大大节省了运算时间。

将本文方法的估计性能分别与文献[8]中提到的子空间方法、文献[9]中给出的基于预编码的估计算法以及文献[11]中基于交替最小二乘的平行因子分解方法进行对比。图2表示了符号数为500时4种算法的标准均方误差随信噪比变化情况, 显然归一化均方误差随信噪比增加而减小, 且在任何信噪比条件下本文方法相比现有3种算法均获得了更好的估计效果。图3描述了符号数为500时, 4种算法的误码率随信噪比变化情况, 4种方法的误码率都随着信噪比的提高而减小, 在低信噪比2 dB以下, 本文方法的误码率比文献[8], [9]的信道估计方法稍微高一些, 但在高信噪比下, 由于本文方法利用接收数据矩阵构成的PARAFAC模型可以同时实现信道信

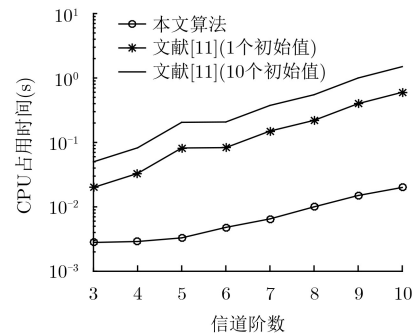


图 1 ALS方法与本文方法的CPU占用时间比较

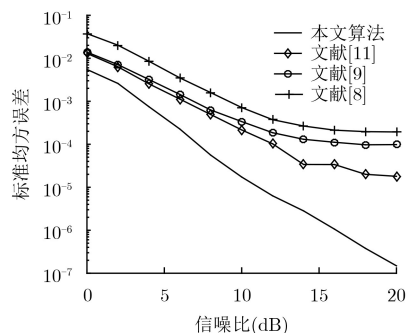


图2 4种方法的信道估计均方误差与信噪比的关系

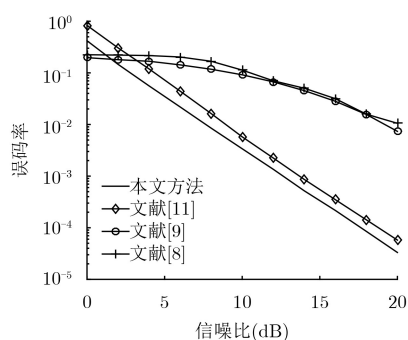


图3 4种方法的误码率与信噪比的关系

息和符号信息的估计,避免了因信道估计误差导致的符号误码率性能下降问题,相较于其他3种方法,可以获得更低的误码率。

## 5 结束语

为了提高SIMO-OFDM系统的盲信道与盲符号估计性能,建立了关于SIMO-OFDM系统接收数据的平行因子分析模型,利用PARAFAC模型中离散傅里叶变换矩阵的行满秩特性,结合数据矩阵的奇异值分解,本文提出了一种信道与符号联合盲估计的闭式求解方法。与传统信道和符号估计方法相比,所提方法的计算复杂度更低,估计性能更好。

## 参考文献

- [1] ANAS S, ARAFAT A D, ABDALLAH S, *et al.* One-shot blind channel estimation for OFDM systems over frequency-selective fading channels[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2017, 65(12): 5445–5458. doi: [10.1109/tcomm.2017.2740925](https://doi.org/10.1109/tcomm.2017.2740925).
- [2] CHEN Weichang and CHUNG C. Spectrally efficient OFDM pilot waveform for channel estimation[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2017, 65(1): 387–402. doi: [10.1109/TCOMM.2016.2616859](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2016.2616859).
- [3] HAMED H, OMIDI M J, HAMID S S, *et al.* Joint CFO and channel estimation in OFDM-based massive MIMO systems[C]. *IEEE International Symposium on Telecommunications*, Tehran, Iran, 2017: 343–348. doi: [10.1109/ISTEL.2016.7881837](https://doi.org/10.1109/ISTEL.2016.7881837).
- [4] YUAN Zhengdao, ZHANG Chuanzong, WANG Zhongyong, *et al.* An auxiliary variable-aided hybrid message passing approach to joint channel estimation and decoding for MIMO-OFDM[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2017, 24(1): 12–16. doi: [10.1109/LSP.2016.2632180](https://doi.org/10.1109/LSP.2016.2632180).
- [5] KIM J G, OH J H, and LIM J T. Subspace-based channel estimation for MIMO-OFDM systems with few received blocks[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2012, 19(7): 435–438. doi: [10.1109/LSP.2012.2197201](https://doi.org/10.1109/LSP.2012.2197201).
- [6] CHANG Annchen. Using ICA to improve blind subspace-based channel estimation for OFDM system under unknown noise fields[J]. *International Journal of Electronics and Communications*, 2015, 69(1): 449–454. doi: [10.1016/j.aee.2014.08.013](https://doi.org/10.1016/j.aee.2014.08.013).
- [7] FANG Shihhao, CHEN Juya, LIN Jingshiun, *et al.* Blind channel estimation for CP/CP-free OFDM systems using subspace approach[C]. *Proceeding of IEEE Vehicular Technology Conference*, Glasgow, UK, 2015: 1–5. doi: [10.1109/VTCSpring.2015.7145717](https://doi.org/10.1109/VTCSpring.2015.7145717).
- [8] GAO Feifei and NALLANATHAN A. Subspace-based blind channel estimation for SISO, MISO and MIMO OFDM systems[C]. *IEEE International Conference on Communications*, Istanbul, Turkey, 2006: 3025–3030. doi: [10.1109/icc.2006.255268](https://doi.org/10.1109/icc.2006.255268).
- [9] GAO Feifei and NALLANATHAN A. Blind channel estimation for OFDM systems via a generalized precoding[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2007, 56(3): 1155–1164. doi: [10.1109/icc.2006.255367](https://doi.org/10.1109/icc.2006.255367).
- [10] NOH S and SUNG Y. A new precoder design for blind channel estimation in MIMO-OFDM systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2014, 13(12): 7011–7024. doi: [10.1109/glocom.2013.6831582](https://doi.org/10.1109/glocom.2013.6831582).
- [11] ZHANG Xiaofei, WANG Fei, and XU Dazhuan. Blind signal detection algorithm for MIMO-OFDM systems over multipath channel using PARALIND model[J]. *IET Communications*, 2011, 5(5): 606–611. doi: [10.1049/iet-com.2010.0246](https://doi.org/10.1049/iet-com.2010.0246).
- [12] 林和昀, 袁超伟, 杜建和. OFDM系统中基于降维PARAFAC模型的信道估计方法[J]. *北京邮电大学学报*, 2017, 40(3): 62–66. doi: [10.13190/j.jbupt.2017.03.008](https://doi.org/10.13190/j.jbupt.2017.03.008).

LIN Heyun, YUAN Chaowei, and DU Jianhe. Channel estimation for OFDM systems via reduced-dimensional

- PARAFAC method[J]. *Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications*, 2017, 40(3): 62–66. doi: [10.13190/j.jbupt.2017.03.008](https://doi.org/10.13190/j.jbupt.2017.03.008).
- [13] 黄敏, 李兵兵. 基于整体最小二乘的联合信道估计及OFDM信号检测算法[J]. *电子与信息学报*, 2014, 36(6): 1448–1453. doi: [10.3724/SP.J.1146.2013.01327](https://doi.org/10.3724/SP.J.1146.2013.01327).
- HUANG Min and LI Bingbing. Joint channel estimation and OFDM signals detection based on total least square[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2014, 36(6): 1448–1453. doi: [10.3724/SP.J.1146.2013.01327](https://doi.org/10.3724/SP.J.1146.2013.01327).
- [14] LEE T J and KO Y C. Channel estimation and data detection in the presence of phase noise in MIMO-OFDM systems with independent oscillators[J]. *IEEE Access*, 2017, 5(99): 9647–9662. doi: [10.1109/ACCESS.2017.2709325](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2017.2709325).
- [15] JOMON K C and PRASANTH S. Joint channel estimation and data detection in MIMO-OFDM using distributed compressive sensing[J]. *Radioelectronics & Communications Systems*, 2017, 60(2): 80–87. doi: [10.3103/s0735272717020029](https://doi.org/10.3103/s0735272717020029).
- 杨若男：女，1993年生，博士生，研究方向为MIMO-OFDM系统盲信道估计。
- 张伟涛：男，1983年生，副教授，硕士生导师，研究方向为盲信号处理、语音信号处理等。
- 楼顺天：男，1962年生，教授，博士生导师，研究方向为神经网络信息处理与应用、模糊信息处理与应用、盲信号处理、现代信号智能处理、智能控制技术等。