

# Blind Decoding for Multi-Antenna OFDMA Signal

Yu Han<sup>1</sup>, Lei Shen<sup>1,2</sup>, Yanyan Bu<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Science and Technology on Communication Information Security Control Laboratory, Jiaxing Zhejiang

<sup>2</sup>School of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou Zhejiang

Email: shenlei@hdu.edu.cn

Received: Mar. 11<sup>th</sup>, 2017; accepted: Mar. 24<sup>th</sup>, 2017; published: Mar. 31<sup>st</sup>, 2017

---

## Abstract

Multi antenna asynchronous OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) signal decoding algorithm based on independent component analysis is proposed in this paper. According to the characteristics that OFDMA signal can be regarded as the subspace projection of the user signal in the IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) matrix, the proposed method can be used for subcarrier separation and decoding without channel information and transmission delay by making the received signal as a form of blind source separation. The proposed blind decoding method based on fast independent component analysis does not need to remove the cyclic prefix, which increases the energy of the received signal. As such, the decoding performance is improved. Compared with the traditional MMSE decoding method based on FFT, theoretical analysis and simulations show that the proposed method has better performance.

## Keywords

OFDMA, Independent Component Analysis, Carrier Estimation, Blind Decoding

---

# 多天线OFDMA信号盲解码算法研究

韩煜<sup>1</sup>, 沈雷<sup>1,2</sup>, 卜燕燕<sup>2</sup>

<sup>1</sup>通信信息控制和安全技术重点实验室, 浙江 嘉兴

<sup>2</sup>杭州电子科技大学通信工程学院, 浙江 杭州

Email: shenlei@hdu.edu.cn

收稿日期: 2017年3月11日; 录用日期: 2017年3月24日; 发布日期: 2017年3月31日

---

## 摘要

论文提出了多天线异步情况下基于独立分量分析的OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple

Access)信号盲解码算法。所提算法把接收到的OFDMA信号看成用户信息在IFFT (Inverse Fast Fourier Transform)矩阵上的投影,可以在传输延迟及信道未知情况下,把接收信号建模成盲源分离的形式,完成子载波分离和信息盲解码。所提基于快速独立分量分析盲解码算法不需要去除循环前缀,相比传统OFDMA基于MMSE信道估计和FFT解码的算法,增加了接收信号能量,提高了解码性能。理论分析和仿真结果表明,这种不需要训练序列的盲解码算法比传统解码算法具有更好的性能。

## 关键词

多址正交频分复用, 独立分量分析, 载波估计, 盲解码

Copyright © 2017 by authors and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

## 1. 引言

OFDMA 是为每个用户分配不同的子载波的一种多址方式[1]。OFDMA 使每个子信道经历平坦衰落,具有抗多径干扰、频谱利用率高等优点。OFDMA 技术逐渐成为移动通信、宽带无线网络和无线 ad hoc 网络的关键技术之一,并已经在 IEEE 802.16 得到了应用。多天线技术[2] [3] [4]就是在接收端或者发射端使用多天线,利用多天线的分集增益,来提高传输效率。

传统的 OFDMA 系统在接收端进行解调时,接收端接收到信号后一般先进行信道估计,根据估计的信道值再进行信号解码,最后去掉 CP 部分,再进行 FFT 解调[1]。信道估计方法可分成基于训练序列的信道估计和盲信道估计。基于训练序列的信道估计算法是指利用接收机已知的信息来进行信道估计。OFDMA 系统的信道[5] [6]估计算法一般有:最小平方 LS 算法[7],最小均方误差 MMSE 算法[8],以及改进的最小均方误差算法 LMMSE [9]。基于导频的 LS 信道估计算法,LS 估计结构简单,计算量小,但对高斯噪声和多径干扰比较敏感。MMSE 算法在估计信道时利用了信道的统计特性,估计精度比 LS 算法有所提高,但计算的复杂度也很高。LMMSE 算法利用奇异值分解(SVD)的方法进行低秩近似以减少计算量,降低了 MMSE 信道估计算法中的计算复杂度。进行信道估计后,利用信道估计值对接收到的信号进行解码。解码算法一般采用 ZF 解码和 MMSE 解码算法。这些解码算法都是基于信道估计的基础上进行的,如果信道估计不准确,会导致解码算法性能下降[10]。为了增加信道估计的准确性,必须增加训练序列长度,而训练序列长度增加,会降低系统传输效率。

基于信道盲估计的解码算法[11],利用信号的统计特性,对多天线信道进行估计,虽然不需要额外的训练序列。但是目前的信道盲估计方法,同样需要进 FFT 解调和解码。如果信道估计不准,会引起后续的 FFT 解调和解码性能下降。

本文将接收到的 OFDMA 信号看成是信息在 IFFT 矩阵上的投影,提出多天线下基于独立分量分析 [12] [13]的 OFDMA 盲解码算法。所提盲解码算法在不需要导频序列辅助的情况下,对接收到的 OFDMA 信号进行分离并完成解码,提高了传输效率。同时基于独立分量分析盲解码过程不需要去掉 CP 部分,增加了接收信号得能量,提高了算法解码性能。本文具体内容安排如下:第 2 节介绍多天线基于独立分量分析的 OFDMA 系统模型,将 OFDMA 信号建模盲源分离模型。第 3 节对采样得到的向量进行降维白化处理。第 4 节运用独立分量分析法将多个调制在 OFDMA 上的子载波信号进行分离。第 5 节对 OFDMA 信号进行子载波估计和信号解码。第 6 节给出了算法的理论性能分析,第 7 节给出了算法的性能仿真,

第 8 节是结论。

## 2. OFDMA 信号模型

本文考虑发射端采用单天线，接收端采用多天线接收多用户 OFDMA 系统，接收端各个天线统计独立。假设接收端天线数为  $N_r$ ，在发送端，单用户条件下，假设系统有  $L$  个子载波，把这  $L$  个子载波分成  $Q$  个子信道，每个子信道由  $P = L/Q$  个子载波组成，用交织型分配的方法将子信道分配给  $K$  个用户，每个用户占用一个子信道。第  $k$  个子信道所包含的子载波集合为  $\{q_k, Q + q_k, \dots, (P-1)Q + q_k\}$ ，其中  $q_k = 0, 1, \dots, Q-1$ 。假设用户在发送端发送的信号被分为长度为  $L$  的数据块，OFDMA 系统中用户在特定的  $P$  路子载波上传输信号，假设传输信号为 BPSK 调制，则第  $k$  个用户在第  $n$  个 OFDMA 数据块中传输的信号可以表示为：

$$d_{kn,i} = \begin{cases} b_{kn,i}, & i \in q_k, Q + q_k, \dots, (P-1)Q + q_k \\ 0 & \text{else} \end{cases} \quad (1)$$

这里  $i$  表示第  $k$  个用户传输所在的子载波集合， $b_{kn,i}$  是经过 BPSK 调制的独立同分布的随机变量。信号经过 IFFT 调制，得到第  $k$  个用户的第  $n$  个 OFDMA 信号为：

$$s_{kn}(m) = \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{i=0}^{L-1} d_{kn,i} e^{j \frac{2\pi m(i+\Delta f_k)}{L}} = \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{p=0}^{P^{(k)}-1} b_{kn,p} e^{j \frac{2\pi m(pQ+q_k+\Delta f_k)}{L}}, m = 0, 1, \dots, L-1. \quad (2)$$

其中， $\Delta f_k$  为第  $k$  个用户的归一化频偏，且  $\Delta f_k \in (-0.5, 0.5)$ 。加上  $L_p$  个循环前缀后得到：

$$s_{kn} = [s_{kn}(L-1), \dots, s_{kn}(0), s_{kn}(L-1), \dots, s_{kn}(L-L_p)]^T \quad (3)$$

经过多径信道后接收端第  $m$  根天线接收到的第  $k$  个用户的信号为：

$$r_{kn}^m = h^m \cdot s'_{kn} + v_{kn}, \quad k = 0, 1, \dots, K \quad (4)$$

其中：

$$s'_{kn} = [s_{kn}^T, s_{k(n+1)}(L-1), \dots, s_{k(n+1)}(L-L_c+1)]^T \quad (5)$$

第  $m$  根天线多径信道  $h^m$  为：

$$h^m = \begin{bmatrix} h_1^m & \dots & h_{L_c}^m & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & h_1^m & \dots & h_{L_c}^m & 0 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & & \ddots & & \ddots & & & \vdots \\ \vdots & \dots & 0 & h_1^m & & h_{L_c}^m & 0 & 0 \\ \vdots & & & \ddots & \ddots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & h_1^m & \dots & h_{L_c}^m \end{bmatrix} \quad (6)$$

这里信道是瑞利慢衰落信道，衰落因子在一个衰落块内保持不变，在不同的衰落块内发生改变，衰落因子  $h_1^m, h_2^m, \dots, h_{L_c}^m$  是独立同分布的单位方差零均值复高斯分布随机变量。

异步情况下，假设接收端延迟为  $T$ ，接收端第  $m$  根天线接收到的信号为：

$$r_n^m = \sum_{k=0}^{K-1} r_{kn}^m + v_n^m \quad (7)$$

上式可以表示为：

$$\mathbf{r}_n^m = \frac{1}{\sqrt{L}} \cdot \mathbf{h}^m \cdot \mathbf{F} \cdot \mathbf{B} + \mathbf{v}_n^m \quad (8)$$

其中:

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{b}_n \\ \mathbf{b}_{n+1} \end{bmatrix}_{2KP \times 1} \quad (9)$$

$$\mathbf{b}_n = \left[ b_{1n,q_1}, \dots, b_{Kn,q_K}, \dots, b_{1n,q_1+(p-1)Q}, \dots, b_{Kn,q_K+(p-1)Q}, \dots, b_{1n,q_1+(P-1)Q}, \dots, b_{Kn,q_K+(P-1)Q} \right]^T$$

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{F1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{F2} \end{bmatrix}_{(L+L_p+L_c-1) \times 2KP} \quad (10)$$

其中,  $\mathbf{F1}$ 和 $\mathbf{F2}$ 分别表示为:

$$\mathbf{F1} = \begin{bmatrix} e^{j\frac{2\pi T(q_1+\Delta f_1)}{L}} & e^{j\frac{2\pi T(q_2+\Delta f_2)}{L}} & \dots \\ e^{j\frac{2\pi(T+1)(q_1+\Delta f_1)}{L}} & e^{j\frac{2\pi(T+1)(q_2+\Delta f_2)}{L}} & \dots \\ \dots & \dots & \dots \\ e^{j\frac{2\pi(L+L_p-1)(q_1+\Delta f_1)}{L}} & e^{j\frac{2\pi(L+L_p-1)(q_2+\Delta f_2)}{L}} & \dots \\ e^{j\frac{2\pi T(q_k+(p-1)Q+\Delta f_k)}{L}} & \dots & e^{j\frac{2\pi T(q_K+(P-1)Q+\Delta f_K)}{L}} \\ e^{j\frac{2\pi(T+1)(q_k+(p-1)Q+\Delta f_k)}{L}} & \dots & e^{j\frac{2\pi(T+1)(q_K+(P-1)Q+\Delta f_K)}{L}} \\ \dots & \dots & \dots \\ e^{j\frac{2\pi(L+L_p-1)(q_k+(p-1)Q+\Delta f_k)}{L}} & \dots & e^{j\frac{2\pi(L+L_p-1)(q_K+(P-1)Q+\Delta f_K)}{L}} \end{bmatrix}_{(L+L_p-T) \times KP} \quad (11)$$

$$\mathbf{F2} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots \\ e^{j\frac{2\pi(q_1+\Delta f_1)}{L}} & e^{j\frac{2\pi(q_2+\Delta f_2)}{L}} & \dots \\ \dots & \dots & \dots \\ e^{j\frac{2\pi(T+L_c-2)(q_1+\Delta f_1)}{L}} & e^{j\frac{2\pi(T+L_c-2)(q_2+\Delta f_2)}{L}} & \dots \\ 1 & \dots & 1 \\ e^{j\frac{2\pi(q_k+(p-1)Q+\Delta f_k)}{L}} & \dots & e^{j\frac{2\pi(q_K+(P-1)Q+\Delta f_K)}{L}} \\ \dots & \dots & \dots \\ e^{j\frac{2\pi(T+L_c-2)(q_k+(p-1)Q+\Delta f_k)}{L}} & \dots & e^{j\frac{2\pi(T+L_c-2)(q_K+(P-1)Q+\Delta f_K)}{L}} \end{bmatrix}_{(L_c+T-1) \times KP} \quad (12)$$

定义一个长度为 $2(L+L_p) \times 1$ 的向量 $\mathbf{q}_n^m = [\mathbf{r}_n^{mT}, \mathbf{r}_{n+1}^{mT}]^T$ , 则 $\mathbf{q}_n^m$ 可以表示为:

$$\mathbf{q}_n^m = \frac{1}{\sqrt{L}} \cdot \mathbf{h}' \cdot \mathbf{F}' \cdot \mathbf{D} \cdot \mathbf{B}' + \mathbf{v}_n^m \quad (13)$$

$\mathbf{v}_n^m$ 是 $2(L+L_p) \times 1$ 维的复高斯白噪声序列, 实部和虚部独立同分布, 服从 $N(0, \sigma^2)$ 。

其中:

$$\mathbf{B}' = \begin{bmatrix} \mathbf{b}_n \\ \mathbf{b}_{n+1} \\ \mathbf{b}_{n+2} \end{bmatrix}_{3KP \times 1} \quad (14)$$

$$\mathbf{F}' = \begin{bmatrix} \mathbf{F} & \mathbf{0}_{(L+L_p+L_c-1) \times 2KP} \\ \mathbf{0}_{(L+L_p+L_c-1) \times 2KP} & \mathbf{F} \end{bmatrix}_{2(L+L_p+L_c-1) \times 4KP}$$

$$\mathbf{h}' = \begin{bmatrix} h_m & \mathbf{0}_{(L+L_p) \times (L+L_p+L_c-1)} \\ \mathbf{0}_{(L+L_p) \times (L+L_p+L_c-1)} & h_m \end{bmatrix}_{2(L+L_p) \times 2(L+L_p+L_c-1)} \quad (15)$$

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} I_{KP} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & I_{KP} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & I_{KP} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & I_{KP} \end{bmatrix}_{4KP \times 3KP}$$

根据 OFDMA 结构, 信号是调制在子载波序列上, 而子载波序列重复出现。因此  $\mathbf{q}_n^m$  也可以表示为:

$$\mathbf{q}_n^m = [\mathbf{r}_n^{mT}, \mathbf{r}_{n+1}^{mT}]^T = \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{p=0}^P \sum_{k=1}^K \left[ b_{n-1, kp} \sum_{l=1}^{L_c} h_l^m \mathbf{g}_{kpl}^E + b_{n, kp} \sum_{l=1}^{L_c} h_l^m \mathbf{g}_{kpl}^F + b_{n+1, kp} \sum_{l=1}^{L_c} h_l^m \mathbf{g}_{kpl}^L \right] + \mathbf{v}_n^m \quad (16)$$

其中:

$$\mathbf{g}_{kpl}^E = \begin{bmatrix} e^{j \frac{2\pi(q_k + pQ + \Delta f_k)(T+a_l)}{L}}, \dots, e^{j \frac{2\pi(q_k + pQ + \Delta f_k)(L+L_p-1)}{L}}, \underbrace{\mathbf{0}, \dots, \mathbf{0}}_{(L+L_p+T+a_l) \square 0} \end{bmatrix}^T, \quad (17a)$$

$$\mathbf{g}_{kpl}^F = \begin{bmatrix} \underbrace{\mathbf{0}, \dots, \mathbf{0}}_{(L+L_p-T-a_l) \square 0}, 1, \dots, e^{j \frac{2\pi(q_k + pQ + \Delta f_k)(L+L_p-1)}{L}}, \underbrace{\mathbf{0}, \dots, \mathbf{0}}_{(T+a_l) \square 0} \end{bmatrix}^T, \quad (17b)$$

$$\mathbf{g}_{kpl}^L = \begin{bmatrix} \underbrace{\mathbf{0}, \dots, \mathbf{0}}_{(2L+2L_p-T-a_l) \square 0}, 1, \dots, e^{j \frac{2\pi(q_k + pQ + \Delta f_k)(T+a_l-1)}{L}} \end{bmatrix}^T, \quad (17c)$$

式中  $\mathbf{g}_{kpl}^E$ ,  $\mathbf{g}_{kpl}^F$ ,  $\mathbf{g}_{kpl}^L$  这 3 个向量的长度为  $2(L+L_p)$ 。 $\mathbf{g}_{kpl}^F$  包含了一个完整的第  $k$  路子载波向量。前面为  $(L+L_p-T-a_l)$  个 0, 后面有  $(T+a_l)$  个 0。 $a_l$  为第  $l$  路多径延迟,  $a_l = l-1, l \in \{1, \dots, L_c\}$ 。矩阵模式可以表示为:

$$\mathbf{q}_n^m = \mathbf{G}^m \cdot \mathbf{D}_n + \mathbf{v}_n^m \quad (18)$$

混合矩阵是  $\mathbf{G}^m$  的大小为  $2(L+L_p) \times 3KP$ :

$$\mathbf{G}^m = \begin{bmatrix} \sum_{l=1}^{L_c} h_l^m \mathbf{g}_{10l}^E, \sum_{l=1}^{L_c} h_l^m \mathbf{g}_{10l}^F, \sum_{l=1}^{L_c} h_l^m \mathbf{g}_{10l}^L, \sum_{l=1}^{L_c} h_l^m \mathbf{g}_{20l}^E, \sum_{l=1}^{L_c} h_l^m \mathbf{g}_{20l}^F, \sum_{l=1}^{L_c} h_l^m \mathbf{g}_{20l}^L, \\ \dots, \sum_{l=1}^{L_c} h_l^m \mathbf{g}_{KP1}^E, \sum_{l=1}^{L_c} h_l^m \mathbf{g}_{KP1}^F, \sum_{l=1}^{L_c} h_l^m \mathbf{g}_{KP1}^L \end{bmatrix} \quad (19a)$$

$\mathbf{D}_n$  是由  $3KP$  个统计独立信源信号组成的独立向量:

$$\mathbf{D}_n = \begin{bmatrix} b_{1(n-1),q_1}, b_{1n,q_1}, b_{1(n+1),q_1}, b_{2(n-1),q_2}, b_{2n,q_2}, b_{2(n+1),q_2}, \dots, \\ b_{K(n-1),q_k+(P-1)Q}, b_{Kn,q_k+(P-1)Q}, b_{K(n+1),q_k+(P-1)Q} \end{bmatrix}^T \quad (19b)$$

接收端  $N_i$  个根天线接收到的信号可以表示为:

$$\mathbf{y}_n = [\mathbf{q}_n^{1T}, \mathbf{q}_n^{2T}, \dots, \mathbf{q}_n^{N_i T}]^T = [\mathbf{G}_n^{1T}, \mathbf{G}_n^{2T}, \dots, \mathbf{G}_n^{N_i T}]^T \cdot \mathbf{D}_n + [\mathbf{v}_n^{1T}, \mathbf{v}_n^{2T}, \dots, \mathbf{v}_n^{N_i T}]^T \quad (20)$$

$$= \mathbf{G}' \cdot \mathbf{D}_n + \mathbf{v}'_n$$

其中:

$$\mathbf{G}' = \begin{bmatrix} \sum_{l=1}^{L_c} h_l^1 \mathbf{g}_{10l}^E, \sum_{l=1}^{L_c} h_l^1 \mathbf{g}_{10l}^F, \sum_{l=1}^{L_c} h_l^1 \mathbf{g}_{10l}^L, \sum_{l=1}^{L_c} h_l^1 \mathbf{g}_{20l}^E, \sum_{l=1}^{L_c} h_l^1 \mathbf{g}_{20l}^F, \sum_{l=1}^{L_c} h_l^1 \mathbf{g}_{20l}^L, \dots, \\ \sum_{l=1}^{L_c} h_l^1 \mathbf{g}_{KPl}^E, \sum_{l=1}^{L_c} h_l^1 \mathbf{g}_{KPl}^F, \sum_{l=1}^{L_c} h_l^1 \mathbf{g}_{KPl}^L \\ \sum_{l=1}^{L_c} h_l^2 \mathbf{g}_{10l}^E, \sum_{l=1}^{L_c} h_l^2 \mathbf{g}_{10l}^F, \sum_{l=1}^{L_c} h_l^2 \mathbf{g}_{10l}^L, \sum_{l=1}^{L_c} h_l^2 \mathbf{g}_{20l}^E, \sum_{l=1}^{L_c} h_l^2 \mathbf{g}_{20l}^F, \sum_{l=1}^{L_c} h_l^2 \mathbf{g}_{20l}^L, \dots, \\ \sum_{l=1}^{L_c} h_l^2 \mathbf{g}_{KPl}^E, \sum_{l=1}^{L_c} h_l^2 \mathbf{g}_{KPl}^F, \sum_{l=1}^{L_c} h_l^2 \mathbf{g}_{KPl}^L \\ \vdots \\ \sum_{l=1}^{L_c} h_l^{N_i} \mathbf{g}_{10l}^E, \sum_{l=1}^{L_c} h_l^{N_i} \mathbf{g}_{10l}^F, \sum_{l=1}^{L_c} h_l^{N_i} \mathbf{g}_{10l}^L, \sum_{l=1}^{L_c} h_l^{N_i} \mathbf{g}_{20l}^E, \sum_{l=1}^{L_c} h_l^{N_i} \mathbf{g}_{20l}^F, \sum_{l=1}^{L_c} h_l^{N_i} \mathbf{g}_{20l}^L, \dots, \\ \sum_{l=1}^{L_c} h_l^{N_i} \mathbf{g}_{KPl}^E, \sum_{l=1}^{L_c} h_l^{N_i} \mathbf{g}_{KPl}^F, \sum_{l=1}^{L_c} h_l^{N_i} \mathbf{g}_{KPl}^L \end{bmatrix} \quad (21)$$

由式(20)可以得到, 多天线下 OFDMA 接收信号可以表示成混合矩阵和信源相乘。混合矩阵中列结构包含了各个子载波序列, 由于各个子载波序列近似正交, 使得混合矩阵  $\mathbf{G}'$  列满秩。且各个用户的信息满足统计独立特性, 式(20)符合盲源分离结构。下面采用独立分量分析方法对多天线 OFDMA 信号进行分离和解调。

### 3. 高斯噪声下观测向量的 PCA 白化

为了降低独立分量分析计算的复杂度, 这里采用主分量分析法对信号进行降维处理。由上面的分析可得, 多天线下 OFDMA 接收信号  $\mathbf{y}_n$  是  $2N_i(L+L_p) \times 1$  的复向量, 可以表示为:

$$\mathbf{y}_n = \mathbf{y}_{nr} + j \cdot \mathbf{y}_{ni} = \mathbf{G}'_r \cdot \mathbf{D}_n + \mathbf{v}'_r + j \cdot (\mathbf{G}'_i \cdot \mathbf{D}_n + \mathbf{v}'_i) \quad (22)$$

定义一个  $4N_i(L+L_p) \times 1$  的列向量  $\mathbf{q}'_n$ :

$$\mathbf{y}'_n = [\mathbf{y}_{nr}^T, \mathbf{y}_{ni}^T]^T = [\mathbf{G}'_r{}^T, \mathbf{G}'_i{}^T]^T \cdot \mathbf{D}_n + [\mathbf{v}'_{nr}{}^T, \mathbf{v}'_{ni}{}^T]^T = \mathbf{G}'' \cdot \mathbf{D}_n + \mathbf{v}''_n \quad (23)$$

设在一个衰落信道块观测样本数为  $N$ , 在一个衰落块内信道保持不变, 而在不同的衰落块内, 信道服从瑞利衰落, 则可以得到观测数据的协方差矩阵:

$$\mathbf{R}_q = \frac{1}{N} \sum_{m=1}^N \mathbf{y}'_m \cdot (\mathbf{y}'_m)^T = [\mathbf{U}_s, \mathbf{U}_N] \begin{bmatrix} \mathbf{I}_s & 0 \\ 0 & \mathbf{I}_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{U}_s^T \\ \mathbf{U}_N^T \end{bmatrix} \quad (24)$$

式中: 向量  $\mathbf{U}_N$  为  $4(L+L_p) \times (4(L+L_p) - 3KP)$  的噪声子空间。采样得到的向量  $\mathbf{q}_n$  的协方差矩阵进行降维白化处理, 可以表示为:

$$\mathbf{X}_n = \mathbf{I}_s^{-1/2} \cdot \mathbf{U}_s^T \cdot \mathbf{y}'_n = \mathbf{A} \cdot \mathbf{D}_n + \mathbf{I}_s^{-1/2} \cdot \mathbf{U}_s^T \cdot \mathbf{v}_n'', n=1, 2, \dots, N \quad (25)$$

式中:  $\mathbf{I}_s^{-1/2} = \text{diag}[\lambda_1^{-1/2}, \dots, \lambda_{3KP}^{-1/2}]$  为  $3KP \times 3KP$  的对角矩阵, 信号子空间  $\mathbf{U}_s = [\mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_{3KP}]$  为  $4(L+L_p) \times 3KP$  的信号子空间,  $\lambda_i$  是观测信号的协方差矩阵  $\mathbf{R}_q$  的第  $i$  个特征值,  $\mathbf{u}_i$  为  $\lambda_i$  对应的特征向量。式(25)中:  $\mathbf{A} = \mathbf{I}_s^{-1/2} \cdot \mathbf{U}_s^T \cdot \mathbf{G}''$  为满秩方阵。其中  $\mathbf{G}'' = [\mathbf{G}_r^T, \mathbf{G}_i^T]^T$ 。其中  $\mathbf{G}_r'$ ,  $\mathbf{G}_i'$  分别为混合矩阵  $\mathbf{G}'$  的实部和虚部。由投影原理可知, 式(25)采用的降维方法的均方误差是最小的。上述白化过程仅仅得到二阶不相关, 无法对信号做进一步的分离, 由于不相关是独立的必要条件, 所以白化后的数据不但降低了信号维度, 而且更容易实现分离。

#### 4. 基于独立分量分析 ICA 的盲信号分离

由式(25)可知, OFDMA 的各个用户的信息是统计独立的, 且混和矩阵  $\mathbf{A}$  是满秩的。因此可以搜索一个正交矩阵  $\mathbf{W}$ , 使

$$\mathbf{Y}_n = \mathbf{W}^T \cdot \mathbf{X}_n = \hat{\mathbf{D}}_n, n=1, 2, \dots, N \quad (26)$$

式中:  $\mathbf{Y}_n$  为经过 ICA 后, 对  $\mathbf{D}_n$  的估计。当没有噪声时,  $\mathbf{Y}_n = \mathbf{D}_n$ 。式(26)可以通过快速定点 ICA 算法得到最佳矩阵  $\mathbf{W}$ 。观测样本数为  $N$ , 搜索过程[14]如下:

- 1) 对于  $\mathbf{X}_n (n=1, 2, \dots, N)$ , 搜索正交矩阵  $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_{3KP}]$ , 设  $i=1$ 。
- 2) 初始化  $\mathbf{w}_i$ , 使之为一单位长度的随机向量;
- 3) 用固定迭代法计算下一个向量:

$$\mathbf{w}_i(k) \leftarrow \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left\{ \left[ \mathbf{w}_i^T(k-1) \mathbf{X}_n \right]^3 \mathbf{X}_n \right\} - 3\mathbf{w}_i(k-1) \left[ \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left\{ \left[ \mathbf{w}_i^T(k-1) \mathbf{X}_n \right]^2 \right\} \right] \quad (27)$$

- 4) 为了使  $\mathbf{w}_i$  与  $\mathbf{W}$  中已经提取的列向量所张成的子空间正交, 做以下处理:

$$\mathbf{w}_i(k) \leftarrow \mathbf{w}_i(k) - \sum_{j=1}^{p-1} \mathbf{w}_i^T(k) \cdot \mathbf{w}_j \cdot \mathbf{w}_j \quad (28)$$

- 5) 归一化  $\mathbf{w}_i$ ,  $\mathbf{w}_i \leftarrow \mathbf{w}_i / \|\mathbf{w}_i\|$
- 6) 重复执行步骤(3)直至  $\left| \mathbf{w}_i^T(k) \cdot \mathbf{w}_i(k-1) \right|$  足够靠近 1, 置  $i=i+1$ 。
- 7) 如果  $i < 3KP$ , 回到步骤 2), 否则整个搜索算法结束。

可以看到 ICA 不需要知道任何有关子载波的信息, 可以将多个调制在 OFDMA 子载波用户信息进行分离。

#### 5. 子载波序列估计和 OFDMA 用户识别

由于独立分量分析法具有分离顺序不确定性[15], 无法区分分离出来的数据信息属于哪个用户。这里提出利用 ICA 算法估计子载波序列, 由于 OFDMA 信号各个用户的子载波频率是不同的, 从而可以利用估计得到子载波序列来克服分离顺序的不确定性, 对 OFDMA 信号中各个用户进行识别。

这里首先分析对子载波进行估计, 由式(25)和(26)可以认为当搜索结束时,  $\mathbf{W}^T \cdot \mathbf{A} = \mathbf{I}$ , 即:

$$\mathbf{W}^T \cdot \mathbf{A} = \mathbf{W}^T \cdot \mathbf{I}_s^{-1/2} \cdot \mathbf{U}_s^T \cdot \mathbf{G}'' = \mathbf{I} \quad (29)$$

一般在多天线 OFDMA 盲估计中, 信号子空间的能量远大于噪声子空间的能量, 由(28)式可以近似得到  $\mathbf{G}'' \cdot \mathbf{G}''^T = \mathbf{U}_s \cdot [\lambda_s + \sigma^2 \mathbf{I}] \cdot \mathbf{U}_s^T$ 。联合式(29)可得  $\mathbf{G}''^T$  的第  $k$  个行向量为:

$$\mathbf{G}_k^{nT} = \mathbf{w}_k^T \cdot \mathbf{I}_s^{-1/2} \cdot \mathbf{U}_s^T, k=1, \dots, 3KP \quad (30)$$

$\mathbf{G}_k^{nT}$  包含了用户的子载波信息，由于各个用户所在子载波频率是不一样的，频率不同对应着过零点的不同，可以通过计算过零点来得到相应频率的子载波序列，由此找到完整的  $KP$  个多天线 OFDMA 用户数据序列，克服了 ICA 分离顺序的不确定性。将(25)，(29)和由(30)求得的  $\mathbf{G}_k^{nT}$  代入(26)可以得到用户数据估计信息：

$$\mathbf{Y}_n(k) = \mathbf{D}_n(k) + \mathbf{w}_k^T \cdot \mathbf{I}_s^{-1/2} \cdot \mathbf{U}_s^T \cdot \mathbf{v}'_n, n=1, 2, \dots, N, k=1, 2, \dots, 3KP \quad (31)$$

由(31)式可得  $KP$  个包含完整子载波序列的  $\mathbf{G}_k^{nT}$  对应的多天线 OFDMA 用户数据序列，克服了 ICA 分离顺序的不确定性。本文提出的基于独立分量分析的多天线 OFDMA 数据盲解码方法，在异步情况下，可通过对接收信号分离来得到 OFDMA 信号中各个用户数据信息。这种基于独立分量分析的盲解码算法不需要训练序列，提高了传输效率。同时，这种盲解码方法不需要移除循环前缀，增加了用户接收信息能量，降低了误码率。

## 6. 性能分析

为了分析多天线 OFDMA 基于独立分量分析盲解码算法的性能，下面采用均方误差 MSE 来衡量，其计算定义式如下：

$$\begin{aligned} \text{MSE} &= E \left\{ \left( Y_n(k) - D_n(k) \right)^2 \right\} \\ &= E \left\{ \left( \mathbf{w}_k^T \cdot \mathbf{I}_s^{-1/2} \cdot \mathbf{U}_s^T \cdot \mathbf{v}'_n \right)^2 \right\} \\ &= E \left\{ \left( \mathbf{w}_k^T \cdot \mathbf{I}_s^{-1/2} \cdot \mathbf{U}_s^T \cdot \mathbf{v}'_n \cdot \mathbf{v}'_n{}^T \cdot \mathbf{U}_s \cdot \left( \mathbf{I}_s^{-1/2} \right)^T \cdot \mathbf{w}_k \right) \right\} \\ &= E \left\{ \mathbf{w}_k^T \cdot \mathbf{I}_s^{-1/2} \cdot \mathbf{U}_s^T \cdot \sigma^2 \mathbf{I} \cdot \mathbf{U}_s \cdot \left( \mathbf{I}_s^{-1/2} \right)^T \cdot \mathbf{w}_k \right\} \\ &= E \left\{ \sigma^2 \mathbf{w}_k^T \cdot \mathbf{I}_s^{-1} \cdot \mathbf{w}_k \right\} \end{aligned} \quad (32)$$

同样的，为了得到上式中的 MSE，需先得到  $\mathbf{w}_k^T$ 。参考文献[16]，在噪声为高斯噪声的情况下，利用(28)式，可以用二阶泰勒级数在  $\sigma^2 = 0$  处对  $\mathbf{w}_k^T(\sigma^2)$  进行展开[17]。可得  $\mathbf{w}_k^T(\sigma^2) = \mathbf{A}_k^{-1} + \sigma^2 \Delta w + O(\sigma^4)$ ，其中  $\Delta w = \left. \frac{d\mathbf{w}_k^T(\sigma^2)}{d\sigma^2} \right|_{\sigma^2=0}$ ， $O(\sigma^4)$  为  $\sigma^4$  的无穷小量函数。 $\mathbf{A}_k^{-1}$  是  $\mathbf{A}_k = \mathbf{I}_s^{-1/2} \cdot \mathbf{U}_s^T \cdot \mathbf{G}_k^n$  向量的伪逆向量，在无噪声情况下，性能达到最好。其中  $\mathbf{G}_k^n$  是混合矩阵的第  $k$  列列向量。把  $\mathbf{w}_k^T$  表达式代入式(26)，可以得到：

$$\hat{D}_n(k) = Y_n(k) = (1 + \sigma^2 \beta) \left( D_n(k) + \mathbf{A}_k^{-1} \cdot \mathbf{I}_s^{-1/2} \cdot \mathbf{U}_s^T \cdot \mathbf{v}'_n \right) + O(\sigma^4) \quad (33)$$

式中： $\beta = \Delta w \cdot \mathbf{A}_k$ 。由于 Fast-ICA 得到的输出信号的均方值为  $E \left\{ \left( \hat{D}_n(k) \right)^2 \right\} = 1 + O(\sigma^4)$ ，把式(33)代入可以得到：

$$\mathbf{A}_k^{-1} + \sigma^2 \beta = \left( 1 + \sigma^2 \mathbf{A}_k^{-1} \cdot \mathbf{I}_s^{-1} \cdot \left( \mathbf{A}_k^{-1} \right)^T \right)^{-1/2} \cdot \mathbf{A}_k^{-1} \quad (34)$$

然后把 (34) 式代入  $\mathbf{w}_k^T$  的表达式中，可以得到：

$$\mathbf{w}_k^T = \left( 1 + \sigma^2 \mathbf{A}_k^{-1} \cdot \mathbf{I}_s^{-1} \cdot \left( \mathbf{A}_k^{-1} \right)^T \right)^{-1/2} \cdot \mathbf{A}_k^{-1} + O(\sigma^4) \quad (35)$$

把(35)代入(32)式得到：



$$\begin{aligned}
\text{MSE}_G &= E \left\{ \frac{\sigma^2}{1 + \sigma^2 \mathbf{I}_s^{-1} \cdot (\mathbf{A}_k^{-1})^T} \cdot \mathbf{A}_k^{-1} \cdot \mathbf{I}_s^{-1} \cdot (\mathbf{A}_k^{-1})^T \right\} + E \{ O(\sigma^4) \} \\
&\geq E \left\{ \frac{1}{\mathbf{G}_k^{nT} \cdot \mathbf{U}_s \cdot \mathbf{U}_s^T \cdot \mathbf{G}_k^n \rho + 1} \right\} \geq \frac{1}{E \{ \mathbf{G}_k^{nT} \cdot \mathbf{U}_s \cdot \mathbf{U}_s^T \cdot \mathbf{G}_k^n \rho + 1 \}} \\
&\geq \frac{1}{\mathbf{G}_k^{nT} \cdot E \{ \mathbf{U}_s \cdot \mathbf{U}_s^T + \mathbf{U}_n \cdot \mathbf{U}_n^T \} \cdot \mathbf{G}_k^n \rho + 1} \geq \frac{1}{\mathbf{G}_k^{nT} \cdot \mathbf{G}_k^n \rho + 1}
\end{aligned} \tag{36}$$

其中,  $\rho$  为信噪比。在公式(36)中第二个不等式基于是 Jensen 不等式[18]得出的, 即  $E \left\{ \frac{1}{x} \right\} \geq \frac{1}{E \{ x \}}$ 。第三个不等式是由于  $|\mathbf{G}_k^T \mathbf{U}_n|^2 \geq 0$  最后一个等式成立的原因是  $\mathbf{U}_s \cdot \mathbf{U}_s^T + \mathbf{U}_n \cdot \mathbf{U}_n^T = \mathbf{U} \cdot \mathbf{U}^T = \mathbf{U}^T \cdot \mathbf{U} = \mathbf{I}$ 。式(4.34)中  $\mathbf{G}_k^n = [\mathbf{G}_{kr}^{rT}, \mathbf{G}_{ki}^{rT}]^T$ , 因此:

$$\mathbf{G}_k^{nT} \cdot \mathbf{G}_k^n = [\mathbf{G}_{kr}^{rT}, \mathbf{G}_{ki}^{rT}] \cdot [\mathbf{G}_{kr}^{rT}, \mathbf{G}_{ki}^{rT}]^T = \mathbf{G}_{kr}^{rT} \cdot \mathbf{G}'_{kr} + \mathbf{G}_{ki}^{rT} \cdot \mathbf{G}'_{ki} = \mathbf{G}_k^{rH} \cdot \mathbf{G}'_k \tag{37}$$

瑞利衰落信道下, 基于 Fast-ICA 的多天线 OFDMA 盲解码算法 MSE 的平均值的性能下界可以表示如下:

$$\begin{aligned}
\text{MSE} &= E_G [\text{MSE}_G] = E_G \left[ \frac{1}{\mathbf{G}_k^{nT} \cdot \mathbf{G}_k^n \rho + 1} \right] = E_G \left[ \frac{1}{\mathbf{G}_k^{rH} \cdot \mathbf{G}'_k \rho + 1} \right] \\
&\geq \frac{1}{E_G [\mathbf{G}_k^{rH} \cdot \mathbf{G}'_k \rho + 1]} \geq \frac{1}{E_G [\mathbf{G}_k^{rH} \cdot \mathbf{G}'_k \rho] + 1}
\end{aligned} \tag{38}$$

其中:

$$\mathbf{G}'_k = \begin{bmatrix} \sum_{l=1}^{L_c} h_l^1 \mathbf{g}_{kpl}^F \\ \sum_{l=1}^{L_c} h_l^2 \mathbf{g}_{kpl}^F \\ \vdots \\ \sum_{l=1}^{L_c} h_l^{N_t} \mathbf{g}_{kpl}^F \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1^1 \mathbf{g}_{kp1}^F + h_2^1 \mathbf{g}_{kp2}^F + \cdots + h_{L_c}^1 \mathbf{g}_{kpL_c}^F \\ h_1^2 \mathbf{g}_{kp1}^F + h_2^2 \mathbf{g}_{kp2}^F + \cdots + h_{L_c}^2 \mathbf{g}_{kpL_c}^F \\ \vdots \\ h_1^{N_t} \mathbf{g}_{kp1}^F + h_2^{N_t} \mathbf{g}_{kp2}^F + \cdots + h_{L_c}^{N_t} \mathbf{g}_{kpL_c}^F \end{bmatrix} \tag{39}$$

故:

$$\begin{aligned}
\mathbf{G}_k^{rH} \cdot \mathbf{G}'_k &= \left[ \sum_{l=1}^{L_c} h_l^1 (\mathbf{g}_{kpl}^F)^H, \sum_{l=1}^{L_c} h_l^2 (\mathbf{g}_{kpl}^F)^H, \dots, \sum_{l=1}^{L_c} h_l^{N_t} (\mathbf{g}_{kpl}^F)^H \right] \cdot \begin{bmatrix} \sum_{l=1}^{L_c} h_l^1 \mathbf{g}_{kpl}^F \\ \sum_{l=1}^{L_c} h_l^2 \mathbf{g}_{kpl}^F \\ \vdots \\ \sum_{l=1}^{L_c} h_l^{N_t} \mathbf{g}_{kpl}^F \end{bmatrix} \\
&= \sum_{l=1}^{L_c} h_l^1 (\mathbf{g}_{kpl}^F)^H \cdot \sum_{l=1}^{L_c} h_l^1 \mathbf{g}_{kpl}^F + \sum_{l=1}^{L_c} h_l^2 (\mathbf{g}_{kpl}^F)^H \cdot \sum_{l=1}^{L_c} h_l^2 \mathbf{g}_{kpl}^F \\
&\quad + \cdots + \sum_{l=1}^{L_c} h_l^{N_t} (\mathbf{g}_{kpl}^F)^H \cdot \sum_{l=1}^{L_c} h_l^{N_t} \mathbf{g}_{kpl}^F
\end{aligned} \tag{40}$$

$$\begin{aligned}
E_G [\mathbf{G}_k'^H \cdot \mathbf{G}_k'] &= E_G \left[ \sum_{l=1}^{L_c} h_l^1 (\mathbf{g}_{kpl}^F)^H \cdot \sum_{l=1}^{L_c} h_l^1 \mathbf{g}_{kpl}^F + \sum_{l=1}^{L_c} h_l^2 (\mathbf{g}_{kpl}^F)^H \cdot \sum_{l=1}^{L_c} h_l^2 \mathbf{g}_{kpl}^F + \dots \right. \\
&\quad \left. + \sum_{l=1}^{L_c} h_l^{N_t} (\mathbf{g}_{kpl}^F)^H \cdot \sum_{l=1}^{L_c} h_l^{N_t} \mathbf{g}_{kpl}^F \right] \\
&= E_G \left[ \sum_{l=1}^{L_c} h_l^1 (\mathbf{g}_{kpl}^F)^H \cdot \sum_{l=1}^{L_c} h_l^1 \mathbf{g}_{kpl}^F \right] + E_G \left[ \sum_{l=1}^{L_c} h_l^2 (\mathbf{g}_{kpl}^F)^H \cdot \sum_{l=1}^{L_c} h_l^2 \mathbf{g}_{kpl}^F \right] \\
&\quad + \dots + E_G \left[ \sum_{l=1}^{L_c} h_l^{N_t} (\mathbf{g}_{kpl}^F)^H \cdot \sum_{l=1}^{L_c} h_l^{N_t} \mathbf{g}_{kpl}^F \right]
\end{aligned} \tag{41}$$

其中:

$$E_G \left[ \sum_{l=1}^{L_c} h_l^1 (\mathbf{g}_{kpl}^F)^H \cdot \sum_{l=1}^{L_c} h_l^1 \mathbf{g}_{kpl}^F \right] = \sum_{n=1}^{L+L_p} \sum_{l=1}^{L_c} (h_l^1)^2 \tag{42}$$

同理:

$$\begin{aligned}
E_G [\mathbf{G}_k'^H \cdot \mathbf{G}_k'] &= E \left[ \sum_{n=1}^{L+L_p} \sum_{l=1}^{L_c} (h_l^1)^2 + \sum_{n=1}^{L+L_p} \sum_{l=1}^{L_c} (h_l^2)^2 + \dots + \sum_{n=1}^{L+L_p} \sum_{l=1}^{L_c} (h_l^{N_t})^2 \right] \\
&= E \left[ \sum_{n=1}^{L+L_p} \sum_{l=1}^{L_c} \sum_{m=1}^{N_t} (h_l^m)^2 \right]
\end{aligned} \tag{43}$$

$(h_l^m)^2$  中的  $h_l^m, m=1, \dots, N_t, l=1, \dots, L_c$  服从高斯分布, 其中均值为零, 方差为单位量, 所以  $\sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^{L_c} \sum_{m=1}^{N_t} (h_l^m)^2$  服从零中心的卡方分布, 其自由度为  $(L+L_p) \cdot L_c \cdot N_t$ 。瑞利衰落信道下, 基于 Fast-ICA 的多天线 OFDMA 盲解码算法 MSE 的平均值的性能下界可以表示如下:

$$\text{MSE} = E_G [\text{MSE}_G] \geq \frac{1}{\rho(L+L_p) \cdot L_c \cdot N_t + 1} \tag{44}$$

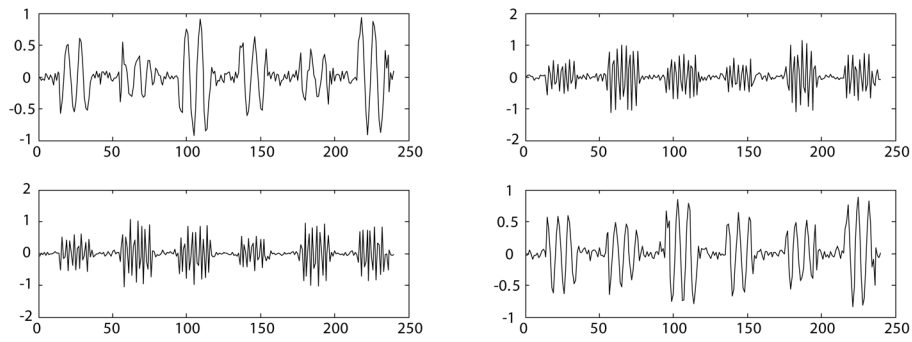
## 7. 仿真结果

为了验证所提算法的性能, 这里对基于独立分量分析的盲解码算法在瑞利衰落信道下进行了性能仿真和理论计算。同时为了比较, 对基于 FFT 结构下, MMSE 解码算法[8]在相同信道下做了性能仿真。MMSE 解码中如果信道未知, 信道估计算法采用 MMSE 估计算法。

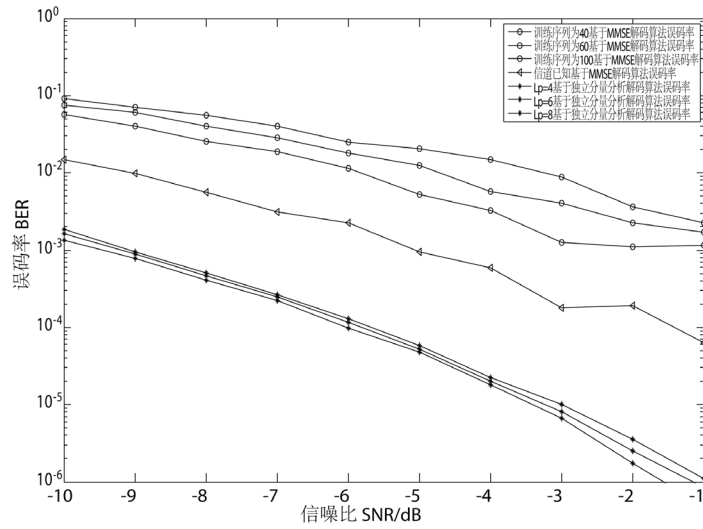
图 1、图 2、图 3、图 4 是在如下参数情况下进行仿真: 接收端天线个数  $N_t = 3$ , 子载波数为  $L = 16$ , 子载波被划分为 8 个子信道, 即  $Q = 8$ , 每个子信道中有 2 路子载波。在本文中我们取两个子信道, 分别给两个用户, 即  $K = 2$ , 每个用户占用 2 路子载波。多径数为 4 路, 取  $q_1 = 3$  和  $q_2 = 7$ 。用户 1 和用户 2 所对应的归一化频偏  $\Delta f_1$  和  $\Delta f_2$  分别为 0.18 和 0.2, 延迟  $T = 3$ 。多径数为 4 路, 每一路多径衰落系数服从零均值单位方差的高斯分布。

图 1 给出了  $\text{SNR} = -3$  dB 情况下, 在 3 根天线下文所提盲解码算法估计得到的 4 子载波序列(前面为实数部分, 后面为虚数部分), 与公式(17b)吻合。从图 1 可以得到, 通过对估计得到的 OFDMA 子载波进行频率区分, 可以对盲源分离得到的用户信息进行识别, 克服分离顺序的不确定。

图 2 给出了论文所提基于独立分量分析多天线 OFDMA 盲解码算法和基于训练序列信道估计的 MMSE 解码算法以及信道已知情况下基于 MMSE 解码算法的性能比较。由图 2 可得, 基于独立分量分析的多天线 OFDMA 信号解码算法, 比信道已知时的 MMSE 解码算法具有更好的性能。这是由于所提盲解码算法在接收端解码时不需要移除循环前缀, 比移除循环前缀的 MMSE 解码算法, 增加了接收信号能量,

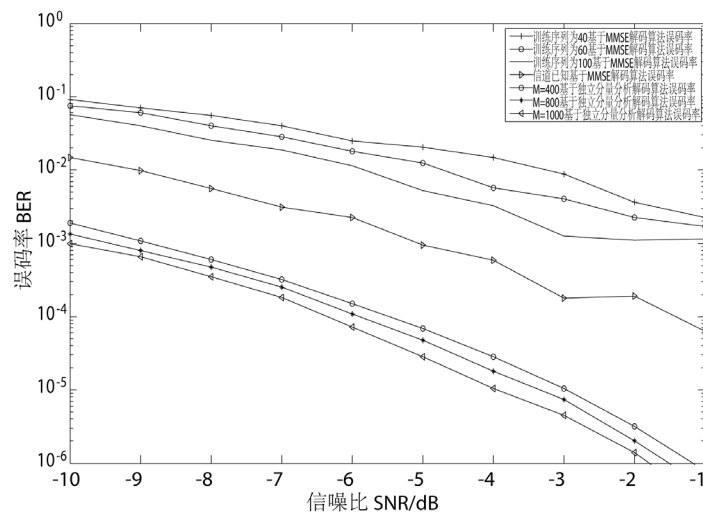


**Figure 1.** OFDMA subcarriers estimation by ICA decoding  
**图 1.** 盲解码算法估计得到的 OFDMA 子载波序列



**Figure 2.** Performance of different methods with different length of cyclic prefix ( $N = 800$ )

**图 2.** 不同循环前缀长度下各种解码算法性能比较( $N = 800$ )



**Figure 3.** Performance of blind decoding method based on Fast-ICA with different length of fading block

**图 3.** 不同衰落块长度下基于 Fast-ICA 盲解码算法性能比较

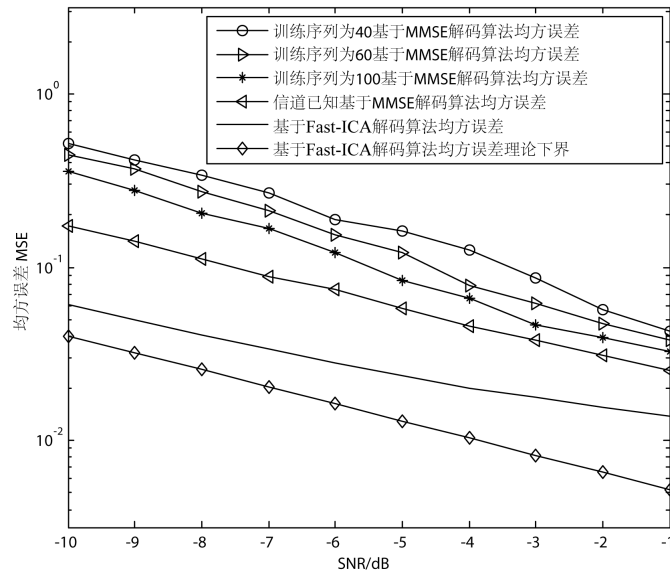


Figure 4. MSE performance of different decoding methods  
图 4. 各种解码算法的 MSE 性能比较

解码性能有较大提高。MMSE 解码算法在信道未知时，由于训练序列长度的限制，信道估计不准确，解码性能下降。基于独立分量分析的盲解码算法并不需要训练序列，提高了传输效率。同时图 2 给出了循环前缀 CP 个数对所提算法性能影响，基于独立分量分析的 OFDMA 盲解码算法的解码性能随着循环前缀个数  $L_p$  的增多而提高，这是因为随着循环前缀个数的增多，增加的信号信息也越多。基于 MMSE 的解码算法，在解码前去除了 CP，CP 长度的变化对解码性能没有影响。

图 3 给出了不同衰落块样本长度下基于 Fast-ICA 的多天线 OFDMA 盲解码算法性能比较。循环前缀  $L_p = 8$  不变，信号样本数  $N$  分别取 400, 800, 1000 的情况下进行仿真。从图 3 中可以看到，基于 Fast-ICA 的多天线 OFDMA 盲解码算法的性能随着信号观测样本数  $N$  的增多而提高，这是因为随着信号观测样本数  $N$  的增多，信号样本协方差矩阵更加接近于信号协方差矩阵，快速独立分量分析算法稳定度得到提高，所以在解码性能得到提高。MMSE 解码算法性能只跟信道估计的精度有关系，跟衰落信道块的长度没有关系。

图 4 中给出了基于 Fast-ICA 的多天线 OFDMA 信号解码算法，基于训练序列的 MMSE 信道估计与解码算法和信道已知情况下基于 MMSE 解码算法的 MSE 性能比较。固定循环前缀  $L_p$  为 8，信号观测样本数  $N$  为 800。从图 4 中可以看到基于 Fast-ICA 的多天线 OFDMA 算法的均方误差性能优于基于训练序列的 MMSE 信道估计与解码算法和信道已知情况下基于 MMSE 解码算法的均方误差。同时图中给出了式(44)中基于 Fast-ICA 的多天线 OFDMA 解码算法均方误差的理论下界，可以看到这个理论下界与仿真值之间比较接近，证明了下界理论分析的正确性。

## 8. 结论

本文提出了基于独立分量分析的多天线 OFDMA 信号盲解码算法。所提盲解码算法可以在不需接收端定时载波同步的前提下，对 OFDMA 信号进行盲分离解码。这种基于独立分量分析的 OFDMA 盲解码算法不需要移除循环前缀，增加了信号能量，提高了解码性能。理论分析和仿真结果表明了基于独立分量分析的 OFDMA 信号解码算法相比传统的基于 FFT 和 MMSE 解码算法具有更好的性能。同时论文所提出的盲解码算法不需要训练序列辅助，不需要定时同步，提高了系统传输效率。

## 参考文献 (References)

- [1] Wang, X.M., Zheng F.C. and Zhu P.C. (2015) Energy-Efficient Resource Allocation for OFDMA Relay Systems with Imperfect CSIT. *Science China (Information Sciences)*, **58**, 1-13. <https://doi.org/10.1007/s11432-015-5340-8>
- [2] 胡莹, 冀保峰, 黄永明, 等. 大规模 MIMO OFDMA 下行系统能效资源分配算法[J]. 通信学报, 2015, 36(7): 40-47.
- [3] Li, X.W., Gao, J.C. and Liu, Y.A. (2013) Resource Allocation for MIMO-OFDMA Downlink Based Cognitive Radio Systems with Imperfect Channel Learning. *Science China (Information Sciences)*, **56**, 1-14. <https://doi.org/10.1007/s11432-012-4672-x>
- [4] Song, N. and Sung, Y. (2013) A New Precoder Design for Blind Channel Estimation in MIMO-OFDM Systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **13**, 7011-7024.
- [5] Ren, X., Tao, M. and Chen, W. (2015) Compressed Channel Estimation with Position-Based ICI Elimination for High-Mobility SIMO-OFDM Systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **65**, 6204-6216.
- [6] Pham, T., Martin, P.A. and Woodward, G. (2014) Receiver Design for SIMO-OFDM Systems with Insufficient Cyclic Prefix. *Vehicular Technology Conference (VTC Fall)*, 2014 *IEEE 80th. IEEE*, Vancouver, 14-17 September 2014, 1-5. <https://doi.org/10.1109/vtcfall.2014.6966151>
- [7] Li, H.Y., Guang, L.R. and Zhi, L.Q. (2010) Novel Noise Reduction Algorithm for LS Channel Estimation in OFDM System with Frequency Selective Channels. *IEEE International Conference on Communication Systems (ICCS)*, Amsterdam, 17-19 November 2010, 478-482
- [8] Yang, L. (2012) Iterative Compensated MMSE Channel Estimation in LTE Systems. *IEEE International Conference on Communications*, Chengdu, 10-15 June 2012, 4862-4866.
- [9] Huang, L., Bergmans, J.W.M. and Willems, F.M.J. (2007) Low-Complexity LMMSE-Based MIMO-OFDM Channel Estimation via Angle-Domain Processing. *IEEE Transactions on Signal Processing*, **55**, 5668-5680. <https://doi.org/10.1109/TSP.2007.901133>
- [10] Wang, H.Q., Chen, R.M. and Shen, L. (2012) Performance Analysis of ZF and MMSE Receivers in Uplink of MU-MIMO System. *IEEE International Conference on Communications in China (ICCC)*, Beijing, 15-17 August 2012, 114-119. <https://doi.org/10.1109/iccchina.2012.6356863>
- [11] Shin, C., Heath, R.W. and Powers, E.J. (2007) Blind Channel Estimation for MIMO-OFDM Systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **56**, 670-685. <https://doi.org/10.1109/TVT.2007.891429>
- [12] 刁国影, 胡贵军, 李公羽, 等. ICA 在模式群分集复用系统输出信号分离中的应用[J]. 通信学报, 2010, 31(9): 118-121.
- [13] Ahmadi, M. and Mehr, A.S. (2007) Blind Channel Identification and Data Detection for SIMO OFDM Systems. *Conference on Electrical and Computer Engineering*, Canadian, 22-26 April 2007, 56-58. <https://doi.org/10.1109/ccece.2007.21>
- [14] 杜娜, 顾品标, 闵锐. 一种低复杂度基于公平性的 MIMO-OFDMA 资源分配方案[J]. 电子与信息学报, 2010, (32)4: 770-774.
- [15] Lv, S.P. and Zhang, C. (2014) Blind Signal Separation for Speech Signals with Noise. (2014) *IEEE International Conference on Mechatronics and Automation (ICMA)*, Tianjin, 3-6 August 2014, 1850-1855. <https://doi.org/10.1109/icma.2014.6885983>
- [16] Liu, Z.M., Wan, L.L. and Miao, Z.J. (2014) Speech Blind Signal Separation with Fast ICA and Markov Chain Combination. *12th International Conference on Signal Processing*, Hangzhou, 19-23 October 2014, 541-544.
- [17] 沈雷, 盛迪, 孙闽红. 单通道下基于盲源分离扩频通信抗干扰算法研究[J]. 电波科学学报, 2014, 29(5): 922-927.
- [18] Cover, T.M. and Thomas, J.A. (1991) *Elements of Information Theory*. John Wiley & Sons, New York. <https://doi.org/10.1002/0471200611>

**期刊投稿者将享受如下服务：**

1. 投稿前咨询服务 (QQ、微信、邮箱皆可)
2. 为您匹配最合适的期刊
3. 24 小时以内解答您的所有疑问
4. 友好的在线投稿界面
5. 专业的同行评审
6. 知网检索
7. 全网络覆盖式推广您的研究

投稿请点击：<http://www.hanspub.org/Submission.aspx>

期刊邮箱：[ojcs@hanspub.org](mailto:ojcs@hanspub.org)