

## MIMO-OFDM 系统中各天线独立相位噪声的影响

彭聪<sup>\*①②</sup> 许鹏<sup>③</sup> 陈翔<sup>②</sup> 赵明<sup>③</sup>

<sup>①</sup>(深圳信息职业技术学院 深圳 518172)

<sup>②</sup>(深圳清华大学研究院深圳市 EDA 重点实验室 深圳 518057)

<sup>③</sup>(清华大学信息技术研究院 北京 100084)

**摘要:** 随着无线通信频段的不断提高,非理想载波所引入的相位噪声对 OFDM 系统正交性的破坏也越来越不容忽视。与此同时,受天线间距离等实际因素的限制,发送或接收端的天线间可能无法共用载波时钟,导致不同天线上的相位噪声互相独立。该文在各天线独立的相位噪声的假设下,得出了 MIMO-OFDM 系统各子流检测误差的自相关矩阵的近似表达式,其中公共相位误差(CPE),载波间干扰(ICI)和热噪声的影响具有可加性,且对于 CPE 和 ICI 二者而言,收发相位噪声的影响也近似可加。上述理论推导的合理性通过计算机仿真得以验证。

**关键词:** 多输入多输出正交频分复用; 相位噪声; 公共相位误差(CPE); 载波间干扰(ICI)

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2017)12-2999-05

DOI: 10.11999/JEIT170260

## Influence of Independent Phase Noises on MIMO-OFDM Systems

PENG Cong<sup>\*①②</sup> XU Peng<sup>③</sup> CHEN Xiang<sup>②</sup> ZHAO Ming<sup>③</sup>

<sup>①</sup>(Shenzhen Institute of Information and Technology, Shenzhen 518172, China)

<sup>②</sup>(EDA Key Laboratory, Tsinghua-Shenzhen Research Institute, Shenzhen 518057, China)

<sup>③</sup>(Research Institute of Information Technology, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

**Abstract:** With the actually used frequency band going higher and higher in wireless communications, the influence of phase noise induced by imperfect carrier on OFDM systems can no longer be ignored. At the same time, the restrictions on the antenna spacing may make it impossible for different antennas to share the same carrier clock. In a MIMO-OFDM system with independent phase noises on different antennas, the approximate expression of error covariance matrix for demodulated data streams is given, and it is shown that the influence of CPE, ICI and additive noise are additive and independent of each other; besides, for both CPE and ICI, the influence of phase noises induced by the transmitter or the receiver are additive and independent of each other too. The validity of the theoretical deduction is verified by numerical simulation.

**Key words:** MIMO-OFDM; Phase noise; Common Phase Error (CPE); Inter-Carrier Interference (ICI)

### 1 引言

在无线通信中,多输入多输出(MIMO)技术利用了信号传播的空间自由度,在不增加频谱带宽的情况下,可成倍地提高数据传输速率。而正交频分复用(OFDM)技术通过把宽带信道分为若干个相互正交的窄带子信道,使其在对抗由多径造成的频率

选择性衰落方面有着天然的优势。MIMO-OFDM 技术结合了 MIMO 技术和 OFDM 技术各自的优点,成为第 4 代移动通信(4G)最有效的标志性传输技术之一。

第 5 代移动通信(5G)是面向未来信息社会需求的无线移动通信系统。5G 相比 4G 而言,传输要求更高,需求更多<sup>[1-4]</sup>。现如今,5G 的技术标准尚未成形,除了新技术出现这个途径外,一个更平滑经济的途径是在保存 4G 自身关键技术优势的前提下,联合其他技术来弥补这些技术在 5G 应用的不足之处。比如,在 5G 中可将 MIMO 升级成 Massive MIMO<sup>[1,5,6]</sup>,天线配置从  $16 \times 16$  猛增至  $256 \times 256$ ,以期带来无线网络的速度和覆盖的飞跃。又比如,有研究致力于基于 4G 的 OFDM 技术进行有针对性

收稿日期: 2017-03-29; 改回日期: 2017-09-16; 网络出版: 2017-10-27

\*通信作者: 彭聪 pengc@sziiit.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61501527), 广州市协同创新科技专项, 深圳市基础研究基金

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61501527), Guangzhou Cooperative Innovation Technology Special, The Science, Technology and Innovation Commission of Shenzhen Municipality

的增强和升级,使得 OFDM 能在有更高参数标准的 5G 网络中继续发挥重要作用<sup>[7-9]</sup>。

毫无疑问, MIMO 和 OFDM 技术对于包括 4G 和 5G 在内的无线宽带通信系统而言,是举足轻重的标志性关键传输技术。

OFDM 技术要求不同子载波上的信道之间保持良好的正交性,但在实际系统中,载波时钟的功率谱并不是理想的 Dirac 冲激函数,而是存在一定的频偏和频谱展宽。这个非理想的载波时钟输出与假想的理想载波时钟输出之间的相位差即为相位噪声。相位噪声对 OFDM 的影响主要有两个方面<sup>[10]</sup>,一个是高频分量所引入的 OFDM 符号内子载波间干扰(Inter-Carrier Interference, ICI),另一个是低频分量引入的不同 OFDM 符号之间的公共相位误差(Common Phase Error, CPE)。随着无线通信频段不断提高,载波时钟的相位噪声性能开始变得越来越差,由此引入的相位噪声对系统的影响也就越来越不容忽视。

目前对于 MIMO-OFDM 系统中相位噪声影响的研究大多假设发端或收端所有天线共用一个载波时钟<sup>[11-13]</sup>,即所有天线具有相同的相位噪声。然而受某些实际因素的限制,不同天线间载波时钟的共用可能无法实现,比如在视距 LOS-MIMO 传输<sup>[14]</sup>和分布式 MIMO<sup>[15]</sup>中,发送或接收端多天线的天线间距可能达到数米乃至数千米,导致无法将同一个载波时钟的信号输送到各个天线;另外,某些射频设备在产品的设计时便各自集成了内部载波时钟,而不允许共用外部时钟。此时不同天线上的载波相位噪声将互相独立,原有研究成果也不再适用。

在各天线独立相位噪声的假设下,文献[16]曾分析了 MIMO-OFDM 系统中 ICI 平均功率的性质,而本文将进一步讨论考虑 CPE 和 ICI 后各个子流检测误差的自相关矩阵。全文安排如下:第 2 节给出系统模型,将相位噪声的影响分为 CPE 和 ICI;第 3 节对 CPE 和 ICI 分别进行理论分析;第 4 节是数值仿真结果;最后为本文结论。

## 2 系统模型

### 2.1 MIMO-OFDM 传输模型

参考文献[16]建立 MIMO-OFDM 系统模型如下:

设 OFDM 符号共有  $N$  个子载波,发送和接收天线数目分别为  $N_t$ ,  $N_r$ ,在发端进行预编码,每个子载波上有  $N_d$  子流,  $N_d \leq N_t, N_r$ 。

设 OFDM 符号的时域和频域表示为  $x_T(t)$ ,  $x_F(k)$ ,加入相位噪声后表示为  $\tilde{x}_T(t)$ ,  $\tilde{x}_F(k)$ ,相位噪声的时域和频域表示分别为  $e^{j\varphi(t)}$  和  $\phi(k)$ 。则在

相位噪声影响下,  $\tilde{x}_T(t) = x_T(t)e^{j\varphi(t)}$ ,  $\tilde{x}_F(k) = \phi(k) \otimes x_F(k) = \sum_l \phi(k-l)x_F(l)$  (本文公式中若不加说明,求和范围均为 0 到  $N-1$ )。

考虑某一个 OFDM 符号的第  $k$  个子载波:

第  $d$  个子流上的数据为  $s_d(k)$ ,  $\mathbf{s}_k = [s_1(k), s_2(k), \dots, s_{N_d}(k)]^T$ , 预编码矩阵为  $\mathbf{P}_k = \{\mathbf{P}_{n,d}(k)\}_{N_t \times N_d}$ 。

第  $n$  根发送天线上的相噪过程为  $e^{j\theta_n(t)}$ , 令  $\theta_n(k) = \frac{1}{N} \sum_{t=0}^{N-1} e^{-j\frac{2\pi kt}{N}} e^{j\theta_n(t)}$ , 不同天线的  $\theta_n(k)$  排成对角矩阵为  $\mathbf{\Theta}_k = \text{diag}(\theta_1(k), \theta_2(k), \dots, \theta_{N_t}(k))$ 。

信道矩阵为  $\mathbf{H}_k = \{H_{m,n}(k)\}_{N_r \times N_t}$ 。

第  $m$  根接收天线上的相噪过程为  $e^{j\varphi_m(t)}$ , 令  $\phi_m(k) = \frac{1}{N} \sum_{t=0}^{N-1} e^{-j\frac{2\pi kt}{N}} e^{j\varphi_m(t)}$ , 不同天线的  $\phi_m(k)$  排成对角矩阵为  $\mathbf{\Phi}_k = \text{diag}(\phi_1(k), \phi_2(k), \dots, \phi_{N_r}(k))$ 。

第  $m$  根接收天线的热噪声为  $n_m(k)$ ,  $\mathbf{n}_k = [n_1(k), n_2(k), \dots, n_{N_r}(k)]^T$ 。

于是,收端和发端各天线有独立相噪的 MIMO-OFDM 传输模型为

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_k &= \mathbf{\Phi}_k \otimes (\mathbf{H}_k (\mathbf{\Theta}_k \otimes \mathbf{P}_k \mathbf{s}_k)) + \mathbf{n}_k \\ &= \sum_n \mathbf{\Phi}_{k-n} \mathbf{H}_n \mathbf{\Theta}_{n-k} \mathbf{s}_k \\ &\quad + \sum_n \sum_{m \neq k} \mathbf{\Phi}_{k-n} \mathbf{H}_n \mathbf{\Theta}_{n-m} \mathbf{s}_m + \mathbf{n}_k \end{aligned} \quad (1)$$

其中,相加 3 项分别对应于相位噪声引入的 CPE, ICI 和热噪声。

### 2.2 信号与噪声的统计模型

假设不同子载波、不同子流的发送信号  $s_d(k)$  和不同子载波、不同接收天线上的热噪声  $n_m(k)$  是独立同分布的均值为零,方差分别为  $\sigma_s^2$ ,  $\sigma_n^2$  的复高斯随机变量,于是

$$\left. \begin{aligned} E(s_d \mathbf{n}_k^H) &= 0 \\ E(s_{d_1} \mathbf{s}_{d_2}^H) &= \delta(d_1 - d_2) \sigma_s^2 I \\ E(n_{k_1} \mathbf{n}_{k_2}^H) &= \delta(k_1 - k_2) \sigma_n^2 I \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

假设相位噪声与发送信号、热噪声相互独立,则同一个子载波上接收信号中的 CPE, ICI 和热噪声 3 项相互独立。

假设不同天线的相位噪声具有相同的功率谱,相位噪声功率谱的 3 dB 带宽远小于 OFDM 的子载波间隔(如文献[11]中所述,通常小于 20%时,相位噪声影响可认为不太严重,即相位噪声 3 dB 归一化带宽小于 20%),且不同天线的相位噪声相互独立。

由于相位噪声不太严重,则在一个 OFDM 符号时间内相位噪声变化很小  $\varphi(t) \approx \bar{\varphi}$ , 于是  $\phi(0) \approx e^{j\bar{\varphi}}$ ,  $E\|\phi(0)\|^2 = 1 - \delta_\phi$ ,  $\delta_\phi \ll 1$  (为了便于区分收发相位噪声分别的影响, 本文用  $\delta_t, \delta_r$  分别表示发射相位噪声和接收相位噪声的  $\delta_\phi$ )。进一步假设载波频偏为 0, 因此当  $k \neq 0$  时,  $E\phi(k) = 0$ 。

根据帕赛瓦尔定理  $\sum_{k=0}^{N-1} \|\phi(k)\|^2 = 1$ , 于是当  $k \neq 0$  时,  $E\|\phi^H(k_1)\| = O(\delta_\phi)$ , 其中  $O(\cdot)$  表示同阶或高阶小量。综上有

$$\begin{cases} E(\phi(k_1)\phi^H(k_2)) = O(\delta_r), & k_1 \neq k_2 \\ E(\theta(k_1)\theta^H(k_2)) = O(\delta_t), & k_1 \neq k_2 \end{cases} \quad (3)$$

### 2.3 MIMO 检测模型

相位噪声不太严重(3 dB 归一化带宽小于 20%)时, 接收信号中的 CPE  $\sum_n \Phi_{k-n} H_n \Theta_{n-k} = \Phi_0 H_k \Theta_0 + O(\sqrt{\delta_r \delta_t})$ , 其中  $\Phi_0 \approx \text{diag}(e^{j\bar{\varphi}_1}, e^{j\bar{\varphi}_2}, \dots, e^{j\bar{\varphi}_{N_r}})$ ,  $\Theta_0 \approx \text{diag}(e^{j\bar{\theta}_1}, e^{j\bar{\theta}_2}, \dots, e^{j\bar{\theta}_{N_t}})$ 。 $\Phi_0$  和  $\Theta_0$  在收端未知, 且在不同的 OFDM 符号是不同的。注意到  $\Phi_0$  和  $\Theta_0$  所有的子载波都相同, 可以类似文献[11]的方法通过在某些子载波上插入导频来加以估计(由于各天线相位噪声独立,  $\Phi_0$  和  $\Theta_0$  中待估计的参数不是 1 个, 而是  $N_t + N_r$  个)。由于加性噪声的影响,  $\Phi_0$  和  $\Theta_0$  的估计必然存在误差。假设收端有理想的信道状态信息,  $\Phi_0$  和  $\Theta_0$  的估计存在误差, 此时含有误差的信道估计应为  $\hat{H}_k = \hat{\Phi} H_k \hat{\Theta}$ , 其中  $\hat{\Phi} = \text{diag}(e^{j\hat{\varphi}_1}, e^{j\hat{\varphi}_2}, \dots, e^{j\hat{\varphi}_{N_r}})$ ,  $\hat{\Theta} = \text{diag}(e^{j\hat{\theta}_1}, e^{j\hat{\theta}_2}, \dots, e^{j\hat{\theta}_{N_t}})$  为有效 CPE。

各天线相同相位噪声的 MIMO-OFDM 系统中可以采用检测和译码的迭代来消除 ICI<sup>[12]</sup>, 而各天线具有独立相位噪声时, ICI 的参数增长了约  $N_t + N_r$  倍, 其影响也更加复杂, 使得求解复杂度过高。因此本文仅将 ICI 看作加性噪声的一部分。

假设  $P_k$  在收端已知。由于采用了预编码, 因此可允许  $N_t > N_r$ , 此时在收端做 MIMO 检测恢复各子流时必须直接利用考虑预编码和信道的等效信道  $\tilde{H}_k = \hat{H}_k P_k$ 。

假设收端的 MIMO 检测算子为  $W_k$ , 检测输出  $\hat{s}_k = W_k r_k$ 。在高斯噪声条件下, 最优线性 MIMO 检测算子为线性最小均方误差(LMMSE)算子  $W_k = (\tilde{H}_k^H \tilde{H}_k + R)^{\dagger} \tilde{H}_k^H$ , 其中  $(\cdot)^{\dagger}$  表示矩阵的 Moore-Penrose 逆,  $R$  为加性噪声的自相关矩阵, 当  $R$  很小(接近于 0)时, LMMSE 可近似为迫零(ZF)算子  $W_k = \tilde{H}_k^{\dagger}$ 。

设检测误差  $\Delta s_k = \hat{s}_k - s_k$  的自相关矩阵为  $K_{\text{to}} = E(\Delta s_k \Delta s_k^H)$ 。 $K_{\text{to}}$  的对角线元素即为各子流检测误差的方差, 于是可以利用  $K_{\text{to}}$  计算信干噪比, 从而为译码器提供判决软信息。

由于 CPE, ICI 和热噪声三者独立可知

$$K_{\text{to}} = K_n + K_{\text{ICI}} + K_{\text{CPE}} \quad (4)$$

其中热噪声部分  $K_n = \sigma_n^2 W_k W_k^H$ ,  $K_{\text{ICI}}$  和  $K_{\text{CPE}}$  将由下文给出。

## 3 理论分析

### 3.1 各天线独立相位噪声引入的 CPE 分析

假设收发各天线的 CPE 估计误差  $\dot{\varphi}_m$ ,  $\dot{\theta}_n$  相互独立, 且期望为 0, 方差为  $\delta_\varphi, \delta_\theta \ll 1$ , 则  $H_k \approx \hat{H}_k - j\hat{H}_k \angle \dot{\Theta} - j\angle \dot{\Phi} \hat{H}_k$ ,  $E(\dot{\varphi}_{n_1} \dot{\varphi}_{n_2}^H) = \delta_\varphi \delta(n_1 - n_2)$ ,  $E(\dot{\varphi}_{m_1} \dot{\varphi}_{m_2}^H) = \delta_\varphi \delta(m_1 - m_2)$ 。

考虑 ZF 检测, CPE 引入的检测误差约为  $-j(\hat{H}_k P_k)^{\dagger} (\hat{H}_k \angle \dot{\Theta} + \angle \dot{\Phi} \hat{H}_k) P_k x_k$ , 其中  $\angle \dot{\Theta} = \text{diag}(\dot{\theta}_1, \dot{\theta}_2, \dots, \dot{\theta}_{N_t})$ ,  $\angle \dot{\Phi} = \text{diag}(\dot{\varphi}_1, \dot{\varphi}_2, \dots, \dot{\varphi}_{N_r})$ 。于是 CPE 引入的检测误差期望为 0, 自相关矩阵为

$$K_{\text{CPE}} \approx \sigma_s^2 \delta_\varphi D_k \text{diag}(P_k P_k^H) D_k^H + \sigma_s^2 \delta_\varphi \tilde{H}_k^{\dagger} \cdot \text{diag}(\tilde{H}_k \tilde{H}_k^H) \tilde{H}_k^{\dagger} + O(\delta_\varphi \delta_\theta) \quad (5)$$

其中,  $\text{diag}(A)$  为一个对角矩阵, 其对角元素与  $A$  相同;  $\tilde{H}_k = \hat{H}_k P_k$ ,  $D_k = (\hat{H}_k P_k)^{\dagger} \hat{H}_k$ , 注意只有  $N_t \leq N_r$  时,  $(\hat{H}_k P_k)^{\dagger} = P_k^{\dagger} \hat{H}_k^{\dagger}$ ,  $D = P_k^{\dagger}$ 。

式(5)第 1 项只与发射端 CPE 有关, 第 2 项只与接收端 CPE 估计误差有关, 因此发射和接收端 CPE 对检测性能影响具有近似可加性。

### 3.2 各天线独立相位噪声引入的 ICI 分析

检测之前各接收天线的第  $k$  个子载波上 ICI 为  $\text{ICI}_k = \sum_n \sum_{m \neq k} \Phi_{k-n} H_n \Theta_{n-m} P_m x_m$ ,  $E(\text{ICI}_k) = 0$ , 利用式(2)和式(3), 类似文献[16]中的推导

$$\begin{aligned} R_{\text{ICI}_k} &= E(\text{ICI}_k \text{ICI}_k^H) = O(\delta_r \delta_t) \\ &+ \sigma_s^2 H_k \sum_{m \neq k} \|\theta_m(k)\|^2 \text{diag}(P_m P_m^H) H_k^H \\ &+ \sigma_s^2 \sum_{m \neq k} \|\phi_m(k)\|^2 \text{diag}(H_m P_m P_m^H H_m^H) \end{aligned} \quad (6)$$

式(6)第 1 项只与发射端相位噪声有关, 第 2 项只与接收端相位噪声有关, 于是接收端和发送端相位噪声引入的 ICI 也具有近似可加性。

LMMSE 检测算子中  $R = \sigma_n^2 I + R_{\text{ICI}_k}$ , 由式(6),  $R = O(\sigma_n^2) + O(\delta_r) + O(\delta_t)$ , 于是在  $\sigma_n^2, \delta_r, \delta_t \ll 1$  的

条件下, LMMSE 检测算子与 ZF 检测算子近似相等。

对于平衰落的情况, 式(6)可进一步简化为

$$\mathbf{R}_{\text{ICI}_k} = \sigma_s^2 \delta_t \mathbf{H}_k \text{diag}(\mathbf{P}_m \mathbf{P}_m^H) \mathbf{H}_k^H + \sigma_s^2 \delta_r \text{diag}(\mathbf{H}_m \mathbf{P}_m \mathbf{P}_m^H \mathbf{H}_m^H) + \mathbf{O}(\delta_r \delta_t) \quad (7)$$

第  $k$  个子载波采用  $\mathbf{W}_k$  为检测子, 检测后各子流的 ICI 为  $\mathbf{W}_k \mathbf{I}_{\text{ICI}_k}$ , 其期望仍然是 0, 相关为

$$\mathbf{K}_{\text{ICI}} = \mathbf{W}_k \mathbf{R}_{\text{ICI}_k} \mathbf{W}_k^H \quad (8)$$

### 3.3 收发相位噪声影响的分析

由式(5)、式(6)及式(8)可以看出, 无论是 CPE 还是 ICI, 收发相位噪声的影响均满足近似可加性, 即

$$\mathbf{K}_{\text{ICI}} \approx \mathbf{K}_{\text{ICI-Tx}} + \mathbf{K}_{\text{ICI-Rx}}, \mathbf{K}_{\text{CPE}} \approx \mathbf{K}_{\text{CPE-Tx}} + \mathbf{K}_{\text{CPE-Rx}}$$

发射端相位噪声的影响主要与预编码有关。一般情况下由发射端相位噪声引入的各子流检测误差有一定的相关性, 且大小各不相同。不过当所有子载波上的预编码满足  $\mathbf{P}_k \mathbf{P}_k^H$  为对角阵时, 在接收端采用 ZF 检测, 有  $\mathbf{K}_{\text{CPE-Tx}} \approx \sigma_s^2 \delta_\theta \mathbf{I}$ ,  $\mathbf{K}_{\text{ICI-Tx}} \approx \sigma_s^2 \delta_t \mathbf{I}$ , 此时发射端相位噪声对各子流的影响是独立且相等的, 与各天线相同相位噪声的结论一致<sup>[13]</sup>。特别地, 如果不进行天线间的预编码, 即  $\mathbf{P}_k$  为对角阵, 则  $N_d = N_t$ , 每个子流只经过一个天线发送, 各个发射端天线的相位噪声只影响相应的子流。该结论对于不同发射天线相位噪声功率谱不相同的时候依然成立。因此在发射端相位噪声较大时, 应尽量避免使用天线间的预编码, 这样可以有效避免相位噪声引起的子流间串扰。

接收端相位噪声的影响与信道和预编码都有关。一般情况下,  $\tilde{\mathbf{H}}_k$  不是对角阵, 由接收端相位噪声引入的各子流检测误差有一定的相关性, 且大小各不相同, 不过当所有子载波上的等效信道满足  $\tilde{\mathbf{H}}_k \tilde{\mathbf{H}}_k^H$  为对角阵时, 采用 ZF 检测, 则有  $\mathbf{K}_{\text{CPE-Rx}} \approx \sigma_s^2 \delta_\varphi \mathbf{I}$ ,  $\mathbf{K}_{\text{ICI-Rx}} \approx \sigma_s^2 \delta_r \mathbf{I}$ , 此时接收端相位噪声对各子流的影响也是独立且相等的, 与各天线相同相位噪声在平衰落任意信道下的结论一致<sup>[13]</sup>。特别地, 如果等效信道  $\tilde{\mathbf{H}}_k$  为对角阵, 则  $N_d = N_r$ , 每个子流只经过一个天线接收, 相当于接收端各天线只需做 SISO 检测, 此时各个接收天线的相位噪声只影响相应的子流。该结论对于不同接收天线相位噪声功率谱不相同的时候依然成立。因此在接收端相位噪声较大时, 应尽量采用天线间的预编码, 使得不同的子流分别由不同的天线接收, 这样可以有效避免相位噪声引起的子流间串扰。

在视距 LOS-MIMO 通信中可以通过设计天线摆放位置获得平衰落正交信道<sup>[14]</sup>, 即  $\forall k, \mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H$

$= \mathbf{I}$ , 若采用正交预编码, 则此时接收端和发射端相位噪声的影响相同。

在一般情况下, 通信不存在反馈信道, 发射端不能进行预编码, 但是 MIMO 信道由于衰落不可能是理想的正交信道, 此时接收端相位噪声的影响较发射端更为严重, 应尽量在接收端采用更好的载波时钟或采用同源载波时钟。

## 4 仿真结果

采用  $N = 64$ ,  $N_d = N_t = N_r = 2$ , 64QAM, 平衰落信道  $\begin{bmatrix} -0.7446 - 0.4168j & -0.3154 - 1.0567j \\ 1.3320 - 0.7176j & 0.0322 + 0.7099j \end{bmatrix}$ , 预

编码矩阵  $\begin{bmatrix} -1.9159 - 2.3999j & -0.9578 - 0.4182j \\ 0.9081 + 0.0666j & 0.5796 - 1.4059j \end{bmatrix}$ ;

SNR =  $\sigma_s^2 / \sigma_n^2$  分别取正无穷、30 dB 和 15 dB; 相位噪声服从 Wiener 模型, 相邻采样点之间的相位增量方差为  $\delta_{\text{sim}}$  (单位  $\text{rad}^2$ ), Wiener 模型下  $\delta_r = \delta_t \approx \frac{N}{6} \delta_{\text{sim}} = \frac{64}{6} \delta_{\text{sim}}$ <sup>[13]</sup>; CPE 估计误差也设为  $\delta_\theta = \delta_\varphi = \frac{64}{6} \delta_{\text{sim}}$ ; 接收端进行 ZF 检测; 设各子流检测误差自相关矩阵的理论值  $\mathbf{K}_{\text{anal}}$  与仿真值  $\mathbf{K}_{\text{sim}}$  相对误差为  $\|\mathbf{K}_{\text{sim}} ./ \mathbf{K}_{\text{anal}} - 1\|_F$ , 其中  $./$  表示矩阵对应位置的元素相除; 仿真长度为 200000 个 OFDM 符号, 以相对误差为纵轴, 相位增量方差为横轴, 可以得到图 1。

仿真结果显示, 信噪比越低相对误差越小, 原因是在相同的相噪条件下,  $\mathbf{K}_{\text{CPE}} + \mathbf{K}_{\text{ICI}}$  的理论近似误差的绝对大小一定, 而信噪比越低,  $\|\mathbf{K}_n\|_F$  越大, 于是  $\|\mathbf{K}_{\text{to}}\|_F$  理论值越大。

为了进一步验证上述结果在天线数和子载波数增长情况下的影响, 进一步给出了  $N = 1024$ ,  $N_d = N_t = 64$ , 16 个  $N_t = 4$  的用户组成  $64 \times 64$  的虚拟大规模 MIMO-OFDM 情况下的数值仿真结果。其中, 由于此时考虑了 16 个用户各自单独接收, 因此不再统一做  $64 \times 64$  维的 MIMO 检测, 而只限定在单用户自身的  $4 \times 4$  维度 MIMO 的 ZF 检测。仿真时遍历了 2000 个独立的块衰落信道, 每个衰落信道矩阵中系数均为复高斯独立同分布的随机变量。结果如图 2 所示, 进一步验证了与  $2 \times 2$  MIMO 系统配置下类似的结论, 充分说明本文给出的相位噪声性能分析近似表达式的合理性。

## 5 结论

本文分析了各天线独立相位噪声对 MIMO-

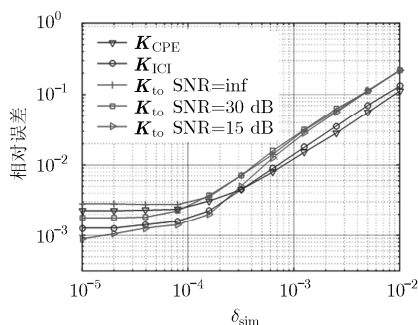


图 1 检测误差自相关矩阵在  $2 \times 2$  MIMO 系统下仿真结果

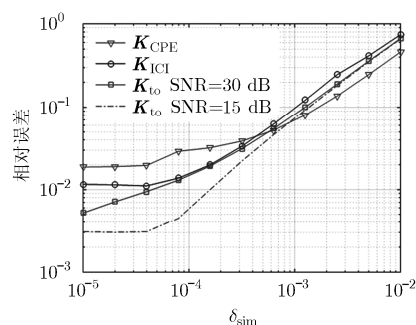


图 2 检测误差自相关矩阵在  $64 \times 64$  大规模 MIMO 系统下仿真结果

OFDM 系统的影响, 得出了检测后各子流信号误差自相关矩阵的近似表达式, 并通过仿真验证了该近似的合理性。此外, 在检测后各子流误差的自相关矩阵中, CPE, ICI 和热噪声的影响具有可加性; 而相位噪声不太严重时, CPE 和 ICI 中接收和发射端相位噪声的影响也可加。最后, 本文还指出, 发射端相位噪声的影响主要与预编码有关, 接收端相位噪声的影响主要与信道和预编码构成的等效信道有关。

### 参 考 文 献

- [1] BOCCARDI F, HEATH R W, LOZATO A, *et al.* Five disruptive technology directions for 5G[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2014, 52(2): 74–80. doi: 10.1109/MCOM.2014.6736746.
- [2] NIYATO D, MASO M, KIM DI, *et al.* Practical perspectives on IoT in 5G networks: from theory to industrial challenges and business opportunities[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2017, 55(2): 68–69. doi: 10.1109/MCOM.2017.7842414.
- [3] AL-FALAHY N and ALANI OY. Technologies for 5G networks: Challenges and opportunities[J]. *IT Professional*, 2017, 19(1): 12–20. doi: 10.1109/MITP.2017.9.
- [4] NORDRUM A. Here comes 5G-whatever that is[J]. *IEEE Spectrum*, 2017, 54(1): 44–45. doi: 10.1109/MSPEC.2017.7802747.
- [5] ISLAM M S, KAMRUZZAMAN M, JESSY T, *et al.* Performance analysis of massive MIMO for 5G wireless communication systems[C]. International Conference on Computing, Communication and Automation (ICCCA), Uttar Pradesh, 2016: 1579–1583.
- [6] KASHIMA T, QIU J, SHEN H, *et al.* Large scale massive MIMO field trial for 5G mobile communications system[C]. International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), Okinawa, 2016: 602–603.
- [7] BERARDINELLI G, PAJUKOAKI K, LAHETKANGAS E, *et al.* On the potential of OFDM enhancements as 5G waveforms[C]. Vehicular Technology Conference (VTC Spring), Seoul, 2014: 1–5.
- [8] WU D, ZHANG X, QIU J, *et al.* A field trial of f-OFDM toward 5G[C]. IEEE Globecom Workshops, Washington, 2016: 1–6.
- [9] SCHELLMANN M, ZHAO Z, GONG X, *et al.* Air interface for 5G: PHY design based on pulse shaped OFDM[C]. IEEE Conference on Standards for Communications and Networking (CSCN), Berlin, 2016: 1–5.
- [10] PETROVIC D, RAVE W, and FETTWEIS G. Effects of phase noise on OFDM systems with and without PLL: Characterization and compensation[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2007, 55(8): 1607–1616. doi: 10.1109/TCOMM.2007.902593.
- [11] SCHENK T C W and MATTHEIJSEN P. Analysis of the influence of phase noise in MIMO-OFDM based WLAN systems[C]. 10th Symposium on Communications and Vehicular Technology, The Netherlands, 2003: 1–8.
- [12] PITAROKOILIS A, BJORNSSON E, and LARSSON E G. Performance of the massive MIMO uplink with OFDM and phase noise[J]. *IEEE Communications Letters*, 2016, 20(8): 1595–1598.
- [13] KRISHNAN R, KHANZADI M R, KRISHNAN N, *et al.* Linear massive MIMO precoders in the presence of phase noise — A large-scale analysis[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2016, 65(5): 3057–3071.
- [14] BOHAGEN F, ORTEN P, and QIEN G E. Design of optimal high-rank line-of-sight MIMO channels[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2007, 6(4): 1420–1425. doi: 10.1109/TWC.2007.348338.
- [15] ZHOU S, ZHAO M, XU X, *et al.* Distributed wireless communication system: A new architecture for future public wireless access[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2003, 41(3): 108–113. doi: 10.1109/MCOM.2003.1186553.
- [16] XU P, XIAO Y, ZHOU S, *et al.* ICI analysis of MIMO-OFDM systems with independent phase noise at both transmit and receive antennas[C]. 5th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, Beijing, 2009: 1–4.

彭 聪: 女, 1980 年生, 讲师, 主要从事无线通信系统、协作通信系统及信号和信息处理相关的研究。

许 鹏: 男, 1984 年生, 高级工程师, 主要从事无线通信、物联网相关的研究。

陈 翔: 男, 1980 年生, 副教授, 主要从事无线通信、卫星通信、软件无线电、物联网等的研究。

赵 明: 男, 1970 年生, 研究员, 从事无线与移动通信、卫星移动通信系统等的研究。