

一种基于相位噪声的大规模 MIMO 预编码算法

王 军¹, 戴建新², 程崇虎¹, 汪 鹏¹, 李 莎¹

(1. 南京邮电大学 通信与信息工程学院, 江苏 南京 210003;

2. 南京邮电大学 理学院, 江苏 南京 210023)

摘 要:在大规模 MIMO 系统中,使用廉价的硬件会带来一些问题,本地振荡器引起的相位噪声就是其中之一。相位噪声会影响到基站侧对 CSI 的估计,使得在信号发送过程中的 CSI 不同于估计的 CSI,然而预编码矩阵的设计依赖于 CSI,最终影响到基站侧对信号的处理导致系统性能的下降。针对大规模 MIMO 系统中存在的廉价的本地振荡器引起的相位噪声这一问题,通过分析其对信号以及 CSI 的影响,提出一种基于相位噪声的预编码算法。通过仿真结果得出,当基站侧不存在相位噪声时,提出算法和传统预编码算法有着相同的性能。但是当基站侧存在相位噪声时,提出算法优于传统预编码算法。从而可以得出结论,当基站侧存在相位噪声时,提出算法一定程度上降低了对系统的影响程度。

关键词:大规模 MIMO; 相位噪声; 预编码算法; CSI 估计; 振荡器

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1673-629X(2017)03-0103-05

doi:10.3969/j.issn.1673-629X.2017.03.021

A Linear Pre-coding Algorithm Based on Phase Noise in Massive MIMO

WANG Jun¹, DAI Jian-xin², CHENG Chong-hu¹, WANG Peng¹, LI Sha¹

(1. College of Telecommunications & Information Engineering, Nanjing University of Posts and

Telecommunications, Nanjing 210003, China;

2. School of Science, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210023, China)

Abstract: In large scale MIMO system, the phase noise caused by local oscillator is one of the problems because of the use of cheap hardware. Phase noise will affect the estimation of CSI, which is different from the CSI of the process of sending signal. However, the design of pre-coding matrix is dependent on CSI and ultimately affects the signal processing from the base station side which leads to a decline in the performance of the system. Due to phase noise by cheap local oscillator in massive MIMO system, a pre-coding matrix is proposed by anglicizing the influence of phase noise on signal. The simulation results show that the proposed algorithm has the same performance as the traditional pre-coding algorithm when there is no phase noise in the base station. But when phase noise exists in the base station, the proposed algorithm is better than the traditional algorithm. So it can be concluded that the proposed algorithm can reduce the impact of the system to a certain extent when the phase noise exists in the base station.

Key words: large scale MIMO; phase noise; pre-coding algorithm; CSI estimation; oscillator

0 引 言

为了满足人们对服务质量和数据速率不断提高的需求,提出了一些新的无线通信技术,其中大规模 MIMO (Multiple-Input Multiple-Output, 多输入多输出) 技术就扮演着重要角色。而且,大规模 MIMO 技术已被纳入下一代移动通信系统中的关键技术之一,其使得中心基站或者分布式基站侧装有上百根天线,从而大大提高了通信速率和服务质量^[1-4]。

虽然大规模 MIMO 技术能带来很多好处,但是由于同时服务多个用户,使得用户间干扰也随之增大^[1]。现今,有很多技术可以抑制用户间干扰,比如在基站侧采用预编码技术^[5]。文献[6]提出迫零 (Zero Forcing, ZF) 线性预编码算法,利用信道求逆来实现预编码。文献[7]提出块对角化 (Block Diagonalization, BD) 预编码算法,通过奇异值分解获得各用户相对于其他用户的正交基,从而把多用户 MIMO 信道分解成并行的

收稿日期: 2016-04-13

修回日期: 2016-08-10

网络出版时间: 2017-01-10

基金项目: 江苏省博士后科研资助计划 (1501073B); 南京邮电大学自然科学基金 (NY214108)

作者简介: 王 军 (1991-), 男, 硕士生, 研究方向为大规模 MIMO 系统中的预编码; 戴建新, 博士, 副教授, 研究方向为 5G 移动通信系统的关键技术; 程崇虎, 博士, 教授, 研究方向为电磁场。

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1450.TP.20170110.1028.064.html>

互不干扰的单用户信道。

以上所述的预编码算法都是以理想的硬件为前提,现实中这几乎不可能。由于在大规模 MIMO 系统中,廉价硬件的使用影响到系统的整体性能,比如有噪声的本地振荡器引起的相位噪声就是非理想硬件带来的问题之一^[8-10]。相位噪声的存在会导致信道状态信息(Channel State Information, CSI)估计的误差,使得在传输信号期间的 CSI 不同于基站侧估计到的 CSI,导致系统性能的下降^[9-10]。因此,有必要研究因本地振荡器引起的相位噪声对系统性能的影响状况。

近年来,对于相位噪声的研究做出了很多努力。例如,文献[8-10]研究了在大规模 MIMO 系统中,相位噪声对上行性能的影响。文献[11-12]研究得出,除加性高斯白噪声以外,本地振荡器对于 CSI 的估计有着很大影响。文献[13]研究了在单输入单输出系统中,相位噪声对信号到达方向估计的影响。然而,通过预编码方法来消除大规模 MIMO 中下行链路的相位噪声还是比较少的。

文中研究了在大规模 MIMO 系统下行链路中,本地振荡器引起的相位噪声对系统性能的影响,同时采用预编码技术消除这种影响。由文献[8]可知,在下行链路中,基站侧和用户侧都存在相位噪声。为了分析方便,只考虑基站侧的相位噪声。同时假设在时分双工(Time Division Duplex, TDD)的工作方式下,基站侧每一根天线都和一个振荡器相连,从而每根天线上的相位噪声都是不同的。在以上假设下,分析相位噪声对 CSI 的影响,提出一种对传统预编码改进的算法并对其进行仿真。

1 系统模型

在单小区场景下,设一个中心基站同时服务 K 位用户,且基站侧装有 $N(N \geq 100)$ 根天线,第 k 位用户有 M_k 根天线,则下行所有接收天线 $M = \sum_{k=1}^K M_k$ 。基站到用户的信道为平坦衰落模型,并且基站已知 CSI 和用户等功率分配下,系统模型如图 1 所示。

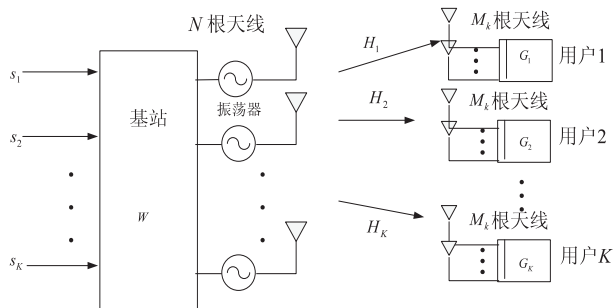


图 1 系统模型

图中, $H_k \in C^{N \times M_k}$ 是第 k 位用户的信道矩阵,其每

个元素都是均值为 0、方差为 1 的高斯复随机变量; $W \in C^{N \times M}$ 是所有用户的预编码矩阵,不同的预编码方案会得到不同的预编码矩阵; $s_k \in C^{M_k \times L_k}$ 是第 k 位用户在预编码前的信号向量, L_k 代表信号向量的长度; $G_k \in C^{M_k \times L_k}$ 是第 k 位用户的信号检测矩阵。

同时,从图 1 中可以看出,基站侧每根天线都和一个振荡器相连。假设基站在发送信号期间,同一根天线连接的本地振荡器产生的相位噪声相同,但不同天线间是不一样的。那么由文献[14-15]可得,基站侧第 i 个本地振荡器输出的有效相位 $\hat{\theta}_i$ 为:

$$\hat{\theta}_i = \theta_i + \theta'_i \quad (1)$$

其中, $\theta_i (i \in \{1, 2, \dots, N\})$ 为第 i 个本地振荡器产生的期望的相位; θ'_i 为第 i 个振荡器产生的相位噪声。

在实际应用场景下,相位噪声和多种因素有关,比如相位锁环的特点和基站天线数等。然而,在很多文献中,相位噪声都被假设为服从均值为 0、方差为 σ_θ^2 的高斯随机变量^[16]。

因此,可得基站第 i 根天线到第 k 位用户的有效信道为:

$$\hat{h}_{k,i} = h_{k,i} \exp(j\hat{\theta}_i) \quad (2)$$

其中, $h_{k,i} (i \in \{1, 2, \dots, N\})$ 为复物理信道。

至此,可以得出所有用户接收到的信号 Y 。

$$Y = H \circ \exp(j\hat{\theta}) Ws + n = \hat{H} Ws + n \quad (3)$$

其中, $A \circ B$ 表示哈达玛乘积; $Y = [y_1^T, y_2^T, \dots, y_K^T]^T$ 表示用户接收到的信号矩阵; $H = [H_1^T, H_2^T, \dots, H_K^T]^T \in C^{M \times N}$ 表示用户的物理信道矩阵,其元素服从均值为 0、方差为 1 的复高斯随机变量; $\hat{H} = [\hat{H}_1^T, \hat{H}_2^T, \dots, \hat{H}_K^T]^T \in C^{M \times N}$ 表示用户的有效信道矩阵; $\hat{\theta} \in C^{M \times N}$ 表示基站天线振荡器产生的相位噪声,其元素服从均值为 0、方差为 σ_θ^2 的高斯随机变量; $W \in C^{N \times M}$ 是用户的信号预编码矩阵; $n \in C^{M \times N}$ 为接收端噪声矩阵,其元素服从均值为 0、方差为 σ_n^2 的高斯随机变量; $s = [s_1^T, s_2^T, \dots, s_K^T]^T$ 表示每个用户预编码前的信号向量,假设不同用户的信号向量是相互统一独立的,即 $\forall k \neq j, E\{s_k s_j^H\} = 0$ 和 $E\{s_k s_k^H\} = I_{L_k}$ 。也假设在信号传输中有功率的限制,即:

$$E\{\|Ws\|^2\} = P_T \quad (4)$$

2 基于相位噪声的预编码算法

传统的预编码算法都是在理想的硬件条件下设计的,是关于物理信道矩阵 H 的函数。然而由于相位噪声的存在,由式(3)知其污染了信道矩阵 H ,因此在设计预编码矩阵时,应考虑相位噪声,即应通过有效信道

矩阵 $\hat{\mathbf{H}}$ 来设计编码矩阵。

文中通过这个理念提出基于相位噪声的迫零 (Phase Noise Zero Forcing, PN-ZF) 和基于相位噪声的块对角化 (Phase Noise Block Diagonalization, PN-BD) 预编码算法。

2.1 PN-ZF 预编码算法

由文献[6]可知, PN-ZF 预编码矩阵 $\mathbf{W}_{\text{PN-ZF}}$ 为:

$$\mathbf{W}_{\text{PN-ZF}} = \lambda_{\text{PN-ZF}} \hat{\mathbf{H}}^{\text{H}} (\hat{\mathbf{H}} \hat{\mathbf{H}}^{\text{H}})^{-1} = \lambda_{\text{PN-ZF}} (\mathbf{H} \circ \exp(\mathbf{j}\theta'))^{\text{H}} \{\mathbf{H} \circ \exp(\mathbf{j}\theta') (\mathbf{H} \circ \exp(\mathbf{j}\theta'))^{\text{H}}\}^{\text{H}} \quad (5)$$

其中, $\lambda_{\text{PN-ZF}}$ 是满足式(4)的功率因子。

2.2 PN-BD 预编码算法

设第 k 位用户的预编码矩阵为 $\mathbf{W}_{\text{PN-BD},k} = \lambda_{\text{PN-BD}} \mathbf{W}_{k1} \mathbf{W}_{k2} \mathbf{\Gamma}_k$ [7]。其中, $\mathbf{W}_{k1} \in \mathbb{C}^{N \times D_k}$ 主要是用来消除用户间的干扰; $\mathbf{W}_{k2} \in \mathbb{C}^{D_k \times L_k}$ 主要是把第 k 位用户的信道分成平行子信道; $\lambda_{\text{PN-BD}}$ 是用来满足式(4)的功率因子; $\mathbf{\Gamma}_k \in \mathbb{C}^{L_k \times L_k}$ 是对角化功率加载矩阵。下面, 介绍 \mathbf{W}_{k1} 和 \mathbf{W}_{k2} 的计算方法。

由式(3), 可得第 k 位用户接收的信号 \mathbf{y}_k 为:

$$\mathbf{y}_k = \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{W} \mathbf{s} + \mathbf{n}_k = \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{W}_k \mathbf{s}_k + \sum_{j=1, j \neq k}^K \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{W}_j \mathbf{s}_j + \mathbf{n}_k \quad (6)$$

其中, $\hat{\mathbf{H}}_k \in \mathbb{C}^{M_k \times N}$ 是第 k 位用户的有效信道矩阵; $\mathbf{W}_k \in \mathbb{C}^{N \times M_k}$ 是第 k 位用户的预编码矩阵。

由式(6)知, 只要满足式(7), 那么就能消除用户间的干扰。

$$\hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{W}_j = 0, k \neq j \quad (7)$$

此时, 第 k 位用户接收的信号 \mathbf{y}_k 为:

$$\mathbf{y}_k = \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{W}_k \mathbf{s}_k + \mathbf{n}_k \quad (8)$$

由文献[17]可知, \mathbf{W}_j 必须在 $\hat{\mathbf{H}}_{-j}$ 的零空间内, 其定义为:

$$\hat{\mathbf{H}}_{-j} = [\hat{\mathbf{H}}_1^{\text{T}}, \dots, \hat{\mathbf{H}}_{j-1}^{\text{T}}, \hat{\mathbf{H}}_{j+1}^{\text{T}}, \dots, \hat{\mathbf{H}}_K^{\text{T}}]^{\text{T}} \quad (9)$$

对 $\hat{\mathbf{H}}_{-j}$ 进行奇异值分解, 得:

$$\hat{\mathbf{H}}_{-j} = \mathbf{U}_j \mathbf{\Sigma}_j \mathbf{V}_j^{\text{H}} = \mathbf{U}_j \mathbf{\Sigma}_j [\mathbf{V}_{j1} \mathbf{V}_{j0}]^{\text{H}} \quad (10)$$

其中, $\mathbf{U}_j \in \mathbb{C}^{(M-M_k) \times (M-M_k)}$ 为矩阵 $\hat{\mathbf{H}}_{-j}$ 的左奇异值向量; $\mathbf{\Sigma}_j \in \mathbb{C}^{(M-M_k) \times N}$ 为对角矩阵, 其对角线上的元素是 $\hat{\mathbf{H}}_{-j}$ 的奇异值; $\mathbf{V}_{j1} \in \mathbb{C}^{N \times r_j}$ 是矩阵 $\hat{\mathbf{H}}_{-j}$ 的前 r_j 个右奇异值向量, $r_j = \text{rank}(\hat{\mathbf{H}}_{-j})$; $\mathbf{V}_{j0} \in \mathbb{C}^{N \times (N-r_j)}$ 是矩阵 $\hat{\mathbf{H}}_{-j}$ 后 $N - r_j$ 个右奇异值向量, 此时前述的 $D_k = N - r_j$ 。

由奇异值的性质可得: $\mathbf{V}_{j1}^{\text{H}} \mathbf{V}_{j0} = 0$, 故可得:

$$\hat{\mathbf{H}}_{-j} \mathbf{V}_{j0} = \mathbf{U}_j \mathbf{\Sigma}_j [\mathbf{V}_{j1} \mathbf{V}_{j0}]^{\text{H}} \mathbf{V}_{j0} = \mathbf{U}_j [\mathbf{\Sigma}_j \mathbf{0}] \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{j1}^{\text{H}} \\ \mathbf{V}_{j0}^{\text{H}} \end{bmatrix} \mathbf{V}_{j0} = \mathbf{0}$$

$$\mathbf{U}_j \mathbf{\Sigma}_j \mathbf{V}_{j1}^{\text{H}} \mathbf{V}_{j0} = 0 \quad (11)$$

从而可知 \mathbf{V}_{j0} 为 $\hat{\mathbf{H}}_{-j}$ 的零空间正交基, 因此可以把 $\mathbf{W}_{k1} = \mathbf{V}_{j0}$ 作为第 j 位用户的信道矩阵。

至此, 已经消除了用户间的干扰, 下面会再通过奇异值分解的方法把第 j 位用户的信道 $\hat{\mathbf{H}}_j \mathbf{V}_{j0}$ 分成平行子信道。

$$\hat{\mathbf{H}}_j \mathbf{V}_{j0} = \mathbf{U}_j \mathbf{\Sigma}_j' \mathbf{V}_j^{\text{H}} \quad (12)$$

由上式可得, 第 j 个用户的信号检测矩阵 $\mathbf{G}_j = \mathbf{U}_j^{\text{H}}$, $\mathbf{W}_{k2} = \mathbf{V}_j$, 故最终得第 j 个用户的预编码矩阵 $\mathbf{W}_{\text{PN-BD}} = \lambda_{\text{PN-BD}} \mathbf{V}_{j0} \mathbf{V}_j^{\text{H}} \mathbf{\Gamma}_j$ 。

至此, 可以得出所有用户的预编码矩阵和检测矩阵:

$$\mathbf{W} = \lambda_{\text{PN-BD}} [\mathbf{V}_{10} \mathbf{V}_1^{\text{H}} \mathbf{\Gamma}_1, \mathbf{V}_{20} \mathbf{V}_2^{\text{H}} \mathbf{\Gamma}_2, \dots, \mathbf{V}_{K0} \mathbf{V}_K^{\text{H}} \mathbf{\Gamma}_K] \quad (13)$$

$$\mathbf{G} = \text{diag}\{\mathbf{U}_1^{\text{H}}, \mathbf{U}_2^{\text{H}}, \dots, \mathbf{U}_K^{\text{H}}\} \quad (14)$$

2.3 和速率分析

这一节主要分析当不存在相位噪声时, 文中算法和 BD 预编码算法有着相同的和速率。在下行链路

中, 和速率 $C_{\text{sum}} = \sum_{k=1}^K R_{\text{PN-BD},k}$ 。其中, $R_{\text{PN-BD},k}$ 是第 k 位用户的数据速率。设 $\mathbf{G}_k = \mathbf{U}_k^{\text{H}}$ 是第 k 位用户的检测矩阵, 则第 k 位用户最终接收到的信号为:

$$\begin{aligned} d_k &= \mathbf{G}_k \mathbf{y}_k = \mathbf{G}_k \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{W}_k \mathbf{s}_k + \mathbf{G}_k \sum_{j=1, j \neq k}^K \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{W}_j \mathbf{s}_j + \mathbf{G}_k \mathbf{n}_k = \\ &= \mathbf{G}_k \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{W}_k \mathbf{s}_k + \mathbf{G}_k \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{W}_{-k} \mathbf{s}_{-k} + \mathbf{G}_k \mathbf{n}_k = \\ &= \mathbf{G}_k \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{W}_k \mathbf{s}_k + \mathbf{n}_k' \end{aligned} \quad (15)$$

其中, $\mathbf{W}_{-k} = [\mathbf{W}_1, \dots, \mathbf{W}_{k-1}, \mathbf{W}_{k+1}, \dots, \mathbf{W}_K]$; $\mathbf{s}_{-k} = [\mathbf{s}_1^{\text{T}}, \dots, \mathbf{s}_{k-1}^{\text{T}}, \mathbf{s}_{k+1}^{\text{T}}, \dots, \mathbf{s}_K^{\text{T}}]^{\text{T}}$; $\mathbf{n}_k' = \mathbf{G}_k \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{W}_{-k} \mathbf{s}_{-k} + \mathbf{G}_k \mathbf{n}_k$ 。

由信息论的知识可以得出, 第 k 位用户的数据速率为:

$$C_{\text{PN-BD},k} = \log \left\{ \det \left(\frac{R_{d_k}}{R_{n_k n_k'}} \right) \right\} \quad (16)$$

其中, R_{xx} 表示 x 的自相关函数。

因此, 可以得出:

$$\begin{aligned} R_{d_k d_k} &= E[d_k d_k^{\text{H}}] = E[(\mathbf{G}_k \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{W}_k \mathbf{s}_k + \mathbf{G}_k \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{W}_{-k} \mathbf{s}_{-k} + \mathbf{G}_k \mathbf{n}_k)(\mathbf{G}_k \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{W}_k \mathbf{s}_k + \mathbf{G}_k \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{W}_{-k} \mathbf{s}_{-k} + \mathbf{G}_k \mathbf{n}_k)^{\text{H}}] = \\ &= E[(\mathbf{G}_k \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{W}_k \mathbf{s}_k)(\mathbf{G}_k \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{W}_k \mathbf{s}_k)^{\text{H}} + (\mathbf{G}_k \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{W}_{-k} \mathbf{s}_{-k})(\mathbf{G}_k \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{W}_{-k} \mathbf{s}_{-k})^{\text{H}} + (\mathbf{G}_k \mathbf{n}_k)(\mathbf{G}_k \mathbf{n}_k)^{\text{H}}] = \\ &= \mathbf{G}_k \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{W}_k \mathbf{W}_k^{\text{H}} \hat{\mathbf{H}}_k^{\text{H}} \mathbf{G}_k^{\text{H}} + \mathbf{G}_k \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{W}_{-k} \mathbf{W}_{-k}^{\text{H}} \hat{\mathbf{H}}_k^{\text{H}} \mathbf{G}_k^{\text{H}} + \sigma_n^2 \mathbf{G}_k \mathbf{G}_k^{\text{H}} \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} R_{n_k n_k'} &= E[n_k' n_k'^{\text{H}}] = E[(\mathbf{G}_k \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{W}_{-k} \mathbf{s}_{-k} + \mathbf{G}_k \mathbf{n}_k)(\mathbf{G}_k \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{W}_{-k} \mathbf{s}_{-k} + \mathbf{G}_k \mathbf{n}_k)^{\text{H}}] = \\ &= \mathbf{G}_k \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{W}_{-k} \mathbf{W}_{-k}^{\text{H}} \hat{\mathbf{H}}_k^{\text{H}} \mathbf{G}_k^{\text{H}} + \sigma_n^2 \mathbf{G}_k \mathbf{G}_k^{\text{H}} \end{aligned} \quad (18)$$

故,可得:

$$\begin{aligned} C_{\text{PN-BD},k} = & \log \{ \det ((\hat{\mathbf{G}}_k \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{W}_k \mathbf{W}_k^H \hat{\mathbf{H}}_k^H \mathbf{G}_k^H + \hat{\mathbf{G}}_k \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{W}_{-k} \mathbf{W}_{-k}^H \hat{\mathbf{H}}_k^H \mathbf{G}_k^H + \sigma_n^2 \mathbf{G}_k \mathbf{G}_k^H) / (\hat{\mathbf{G}}_k \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{W}_{-k} \mathbf{W}_{-k}^H \hat{\mathbf{H}}_k^H \mathbf{G}_k^H + \sigma_n^2 \mathbf{G}_k \mathbf{G}_k^H)) \} = \\ & \log \{ \det (\mathbf{I}_{M_k} + (\hat{\mathbf{G}}_k \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{W}_k \mathbf{W}_k^H \hat{\mathbf{H}}_k^H \mathbf{G}_k^H) / (\hat{\mathbf{G}}_k \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{W}_{-k} \mathbf{W}_{-k}^H \hat{\mathbf{H}}_k^H \mathbf{G}_k^H + \sigma_n^2 \mathbf{G}_k \mathbf{G}_k^H)) \} \quad (19) \end{aligned}$$

文中假设 $D_k = M_k = L_k$, 即每位用户的数据流都被用到且数据流的数量和接收天线的数量相等。同时, 假设所有的数据流都是等功率分配, 即 $\Gamma_k = \sqrt{\frac{P_T}{M}} I_{L_k}$ 。

由文献[17]很容易得出功率因子 $\lambda_{\text{PN-BD}} = 1$, 当用户间不存在干扰时, $\hat{\mathbf{G}}_k \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{W}_{-k} \mathbf{W}_{-k}^H \hat{\mathbf{H}}_k^H \mathbf{G}_k^H = 0$ 。于是, 式(19)可重写成如下形式:

$$\begin{aligned} C_{\text{PN-BD}} = & \log \{ \det \left(\mathbf{I}_{M_k} + \frac{P_T}{M} \frac{\hat{\mathbf{G}}_k \hat{\mathbf{H}}_k \mathbf{V}_{k0} \mathbf{V}_{k0}^H \mathbf{V}_{k0}^H \hat{\mathbf{H}}_k^H \mathbf{G}_k^H}{\sigma_n^2 \mathbf{G}_k \mathbf{G}_k^H} \right) \} = \\ & \log \{ \det \left(\mathbf{I}_{M_k} + \frac{P_T}{M} \frac{(\hat{\Sigma}_k')^2}{\sigma_n^2} \right) \} \quad (20) \end{aligned}$$

当不存在相位噪声时, 由文献[18]可知 BD 预编码下, 第 k 位用户的数据速率为:

$$C_{\text{BD},k} = \log \{ \det \left(\mathbf{I}_{M_k} + \frac{P_T (\hat{\Sigma}_k')^2}{M \sigma_n^2} \right) \} \quad (21)$$

其中, $\hat{\Sigma}_k$ 是对 $\hat{\mathbf{H}}_k \hat{\mathbf{V}}_{k0}$ 作奇异值分解后所对应的对角矩阵, 其对角线上的元素是 $\hat{\mathbf{H}}_k \hat{\mathbf{V}}_{k0}$ 的奇异值, $\hat{\mathbf{V}}_{k0}$ 是矩阵 $\mathbf{H}_{-k} = [\mathbf{H}_1^T, \dots, \mathbf{H}_{k-1}^T, \mathbf{H}_{k+1}^T, \dots, \mathbf{H}_K^T]^T$ 后 $N - r_k$ 个右奇异值向量, $r_k = \text{rank}(\mathbf{H}_{-k})$ 。

当基站侧不存在相位噪声, 即 $\sigma_\theta^2 = 0$ 时, 可得:

$$\hat{\mathbf{H}}_k = \mathbf{H}_k \circ \exp(j\theta) = \mathbf{H}_k \quad (22)$$

故, $\mathbf{H}_{-k} = \hat{\mathbf{H}}_{-k}$, $\hat{\Sigma}_k = \Sigma_k'$, 所以 $C_{\text{PN-BD},k} = C_{\text{BD},k}$ 。

3 数值仿真

当基站侧存在相位噪声时, 通过仿真对文中算法和传统算法进行对比。参数如下: 基站天线数 $N = 100$, 用户数 $M = 50$, 每位用户装载的天线数 $M_k = 2$, 信噪比定义为 $\frac{P_T}{M_k \sigma_n^2}$, 误码率是基于正交相移键控 (Quadrature Phase Shift Keying, QPSK) 的调制方式计算得到。

图 2 和图 3 显示了不同预编码算法在误码率 (Bit Error Ratio, BER) 上的比较。

由图 2 和图 3 可以看出, 当不存在相位噪声时, 文中算法

和传统预编码算法有着相同的性能。同时由图 3 可以看出, 文中算法优于传统预编码算法, 尤其是在高信噪比的时候。

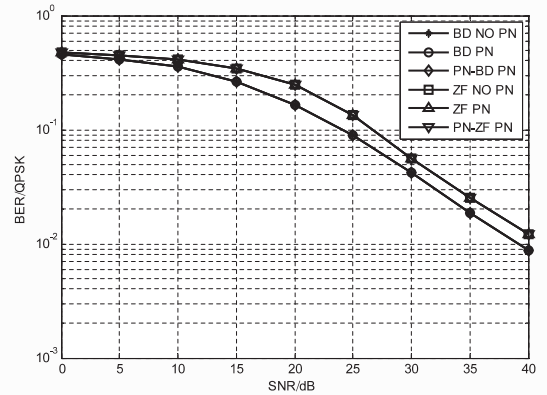


图 2 不同预编码算法在 BER 上的比较 ($\sigma_\theta^2 = 0^\circ$)

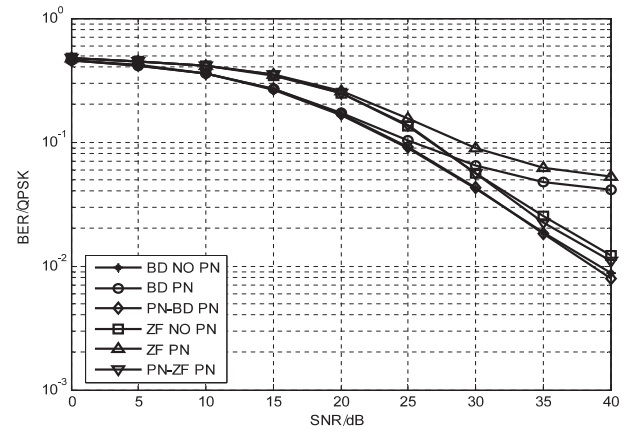


图 3 不同预编码算法在 BER 上的比较 ($\sigma_\theta^2 = 3^\circ$)

图 4 显示了当存在相位噪声时, 不同预编码在和速率上的比较。

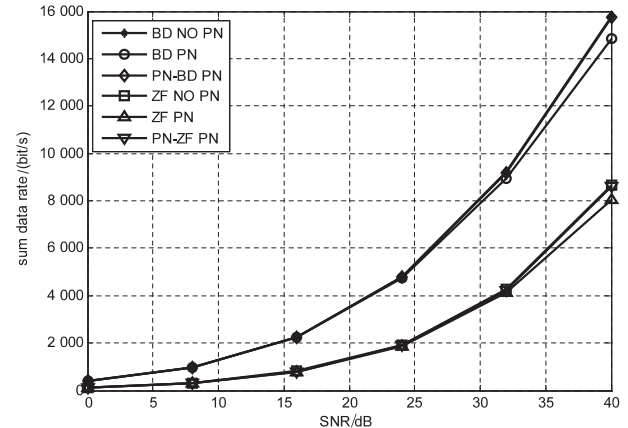


图 4 不同预编码算法在和速率上的比较 ($\sigma_\theta^2 = 3^\circ$)

可以看出, 传统预编码的和速率会受到相位噪声的影响, 而文中算法表现出了很好的优势, 尤其是在高信噪比的情况下。

4 结束语

针对大规模 MIMO 中本地振荡器存在的相位噪声

问题,通过研究相位噪声对系统性能的影响,分析传统预编码的不足,提出一种基于相位噪声的预编码算法。仿真结果表明,在误码率方面,当基站侧不存在相位噪声时,文中算法和传统算法有着相同的性能。当基站侧存在相位噪声时,文中算法较优于传统算法,且随着信噪比的不断增大,文中算法所表现出来的性能更佳。同时,在和速率方面,文中这算法相比传统算法也具有很大的优势。下一步的研究方向就是考虑用户端存在相位噪声和时变的相位噪声的场景。

参考文献:

[1] Lu L, Li G, Swindlehurst A L, et al. An overview of massive MIMO: benefits and challenges[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2014, 8(5): 742–758.

[2] Rusek F, Persson D, Lau B K, et al. Scaling up MIMO: opportunities and challenges with very large arrays[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2013, 30(1): 40–60.

[3] Larsson E, Edfors O, Tufvesson F, et al. Massive MIMO for next generation wireless systems[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(2): 186–195.

[4] de Lamare R C. Massive MIMO systems: signal processing challenges and future trends[J]. Information Theory, 2013, 32(7): 183–188.

[5] Caire G, Shamai S. On the achievable throughput of a multiantenna Gaussian broadcast channel[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2003, 49(7): 1691–1706.

[6] Peel C B, Hochwald B M, Swindlehurst A L. A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication—part I: channel inversion and regularization[J]. IEEE Transactions on Communications, 2005, 53(1): 195–202.

[7] Spencer Q H, Swindlehurst A L, Haardt M. Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2004, 52(2): 461–471.

[8] Bjornson E, Hoydis J, Kountouris M, et al. Massive MIMO systems with non-ideal hardware: energy efficiency, estimation,

and capacity limit[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2014, 60(11): 7112–7139.

[9] Krishnan R, Khanzadi M R, Krishnan N, et al. On the impact of oscillator phase noise on the uplink performance in a massive MIMO-OFDM system[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2014, 34(5): 120–125.

[10] Pitarokoilis A, Mohammed S K, Larsson E G. Uplink performance of time-reversal MRC in massive MIMO systems subject to phase noise[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 14(2): 711–723.

[11] Baum D S, Bolcskei H. Impact of phase noise on MIMO channel measurement accuracy[C]//IEEE vehicular technology conference. [s. l.]: IEEE, 2004: 1614–1618.

[12] Almers P, Wyne S, Tufvesson F, et al. Effect of random walk phase noise on MIMO measurements[J]. Technology, 2005, 1(1): 141–145.

[13] Kivinen J, Vainikainen P. Calibration scheme for synthesizer phase fluctuations in virtual antenna array measurements[J]. Microwave & Optical Technology Letters, 2000, 26(3): 183–187.

[14] Krishnan R, Colavolpe G, Alexandre G I A, et al. Algorithms for joint phase estimation and decoding for MIMO systems in the presence of phase noise and quasi-static fading channels[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2013, 63(13): 1.

[15] 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 Signal Processing, 2015, 13(3): 11–19.

[16] Rutman J. Characterization of phase and frequency instabilities in precision frequency sources: fifteen years of progress[J]. Proceedings of the IEEE, 1978, 66(9): 1048–1075.

[17] 张贤达. 矩阵分析与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004.

[18] Sung H, Lee S R, Lee I. Generalized channel inversion methods for multiuser MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2009, 57(11): 3489–3499.