



一种基于 IQ 失衡的大规模 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:大规模 MIMO 具有较高的频谱利用率和能量效率等优点, 但大量天线的使用也会带来一些缺点, 比如 IQ 失衡问题等。针对大规模 MIMO 系统中存在的 IQ 失衡问题, 提出了一种宽线性优化的块对角化预编码算法。通过仿真结果可以看出, 本算法相对块对角化算法和宽线性对角化算法在误码率性能上有着显著的提高。

关键词:大规模 MIMO; IQ 失衡; 预编码算法; 误码率; 块对角化预编码算法

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2016131

Precoding algorithm based on IQ imbalance in massive MIMO

WANG Jun¹, DAI Jianxin², CHENG Chonghu¹, 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: Massive multiple-input multiple-output (MIMO) refers to the idea equipping cellular base stations with a very large number of antennas, and is a communication way of severing several users. Widely-linear optimized block diagonalization type precoding techniques was proposed to alleviate the impact of IQ imbalance in the downlink massive multi-input multi-output systems. Numerical results show that significant performance can be gain compared to BD and WL-BD.

Key words: massive MIMO, IQ imbalance, precoding algorithm, error rate, block diagonalization precoding algorithm

1 引言

在过去的几十年里, 无线通信系统经历了快速的发展。然而, 为了满足人们对数据速率和服务质量的需求, 一些新的技术被提出, 其中, 大规模 MIMO (multiple-input multiple-output, 多输入多输出) 技术扮演着重要角色。在未

来的第五代移动通信系统中, 大规模 MIMO 将是关键技术之一, 其使得中心基站或者分布式基站配有大量天线以改进服务质量, 并且提高数据速率^[1-4]。

当然, 除了大规模 MIMO 带来的诸多优点之外, 使用大量天线也会对系统性能有一定的限制。其中之一就是使用廉价的硬件导致的 IQ (the in-phase and quadrature, 相位

收稿日期: 2015-12-28; 修回日期: 2016-04-09

基金项目: 江苏省博士后科研计划基金资助项目 (No.1501073B); 南京邮电大学自然科学基金资助项目 (No.NY214108)

Foundation Items: Postdoctoral Research Funding Program of Jiangsu Province (No.1501073B), Project of Natural Science Foundation of Nanjing University of Posts and Telecommunications (No.NY214108)

正交)失衡^[5]。现在的收发信机通常是使用直接转换结构,其中包含处理基带信号实部和虚部的两个支路,一是I路,另一个是Q路。对于采用直接变频结构的收发信机,基带调制后的I路和Q路信号分别经过单独的混频器进行变频操作。如果两个混频器的相位差不是 90° 或者链路增益不同的话,那么变频后的信号存在IQ失衡问题。并且,IQ失衡在发送端和接收端都是有可能存在的^[6-9]。

处理IQ失衡的方法之一就是尝试估计IQ参数和弥补失衡^[7,9]。但是,IQ参数经常和信道系数混合在一起,因此很难估计IQ参数。尤其在大规模MIMO系统中,IQ参数的数量正比于天线数量,这也给IQ失衡的估计和补偿带来很高的复杂度。

因为IQ失衡会导致发射信号非循环,因此一些研究者提出利用宽线性信号来解决IQ失衡^[5,10-13]。在上行,参考文献[5]基于MVDR(the minimum variance distortionless response,最小方差无失真响应)标准来处理IQ失衡。参考文献[10]基于宽线性信号处理设计了一个等价的干扰模型来研究OFDMA(orthogonal frequency division multiple access,正交频分多址)对大规模MIMO系统的影响。参考文献[14]提出了一种低复杂度的IQ失衡弥补方法,其有效地抑制了IQ失衡对系统的影响。在下行,参考文献[11]针对单天线用户提出了一种低级别的宽线性预编码方法,消除IQ失衡的影响,同时降低了计算复杂度。参考文献[12]也研究了IQ失衡的问题,提出一种宽线性RZF(regularized zero forcing,规则化迫零预编码)方案,结果表明当基站天线数大于所有用户天线数之和时,其几乎能消除IQ失衡对系统的影响。参考文献[13]对参考文献[11]中的方法进行了改进,其在多天线用户场景下,提出了WL-BD(widely-linear block diagonal,宽线性块对角化)预编码方法,降低了IQ失衡对系统性能的影响。

本文针对IQ失衡问题,通过结合宽线性迫零和块对角化预编码,提出了WL-OB(widely-linear optimized block diagonal,宽线性优化的块对角化)预编码方案,仿真结果表明,其降低了IQ失衡对系统的影响程度,而且当基站天线数不断增加时,所提方案优于参考文献[14]中的方案和块对角化预编码方法,更加适合在大规模MIMO中应用。

本文所使用的符号如下:矩阵及矢量分别用黑体大小写字母表示; $(A)^T$ 、 $(A)^*$ 、 $(A)^H$ 分别表示矩阵A的转置、共轭和共轭转置; $\text{tr}\{A\}$ 、 $\det(A)$ 、 $\|A\|_F = \sqrt{\text{tr}\{A^H A\}}$ 分别表示矩阵的

迹、行列式和Frobenius范数;运算符 $E\{\cdot\}$ 、 $\text{var}\{\cdot\}$ 分别表示期望和方差; I_N 表示N阶单位阵。

2 系统模型

本文考虑在单小区场景下,一个中心基站和K个用户,且基站配有 $N(N \geq 100)$ 根天线,第k个用户有 M_k 根天线,因此所有用户的总天线数 $M = \sum_{k=1}^K M_k$ 。同时假设基站已知信道状态信息和用户等功率分配,则得到系统模型如图1所示。

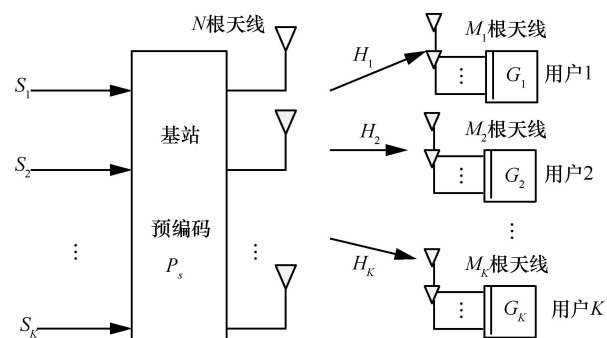


图1 系统模型

图1中 H_k 是第k个用户到基站的信道矩阵, P_s 是所有用户的预编码矩阵, s_k 是第k个用户在预处理前的数据向量, G_k 是第k个用户的信号检测向量。基站向用户发送预编码后的信号,通过信道到达用户端,在用户接收到信号后,再通过检测矩阵得到最终有用信号。

假设基站所有发射天线都存在IQ失衡,则对于第n根天线发射的信号 x_n 就会被IQ失衡所污染,变成 $a_{n1}x_n + a_{n2}x_n^*$,其中 a_{n1} 和 a_{n2} 都是第n根天线IQ失衡的参数,且可以通过式(1)得到其值^[6]:

$$\begin{aligned} a_{n1} &= \cos(\theta_n/2) + jg_n \sin(\theta_n/2) \\ a_{n2} &= g_n \cos(\theta_n/2) - j \sin(\theta_n/2) \end{aligned} \quad (1)$$

其中, θ_n 和 g_n 分别表示第n根天线的I路和Q路的相对相位和增益误差。一般情况下, $\theta_n = 2^\circ$, $g_n = 0.25$ 。当它们都为零时,表示理想状态,即无IQ失衡。

在IQ失衡存在的情况下,第k个用户接收到的信号 $y_k \in \mathbb{C}^{M_k}$ 为:

$$y_k = H_k A_1 x + H_k A_2 x^* + n_k \quad (2)$$

其中, $H_k \in \mathbb{C}^{M_k \times N}$ 是第k个用户的下行瑞利信道矩阵, $A_1 = \text{diag}\{a_{11}, \dots, a_{N1}\}$ 和 $A_2 = \text{diag}\{a_{12}, \dots, a_{N2}\}$ 是IQ失衡参数矩阵, $n_k \sim \mathcal{CN}(0, I_{M_k})$ 为接收端噪声向量,其元素满足均值为



0, 方差为 1 的高斯循环随机变量; $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^N$ 是预编码后的信号向量。

假设第 k 个用户接收信号长度为 L_k , 且 $\mathbf{P}_k \in \mathbb{C}^N$ 和 $\mathbf{s}_k \in \mathbb{C}^{L_k}$ 分别代表第 k 个用户的预编码向量和编码前的信号向量。由此, 可以得到:

$$\begin{aligned} \mathbf{P} &= [\mathbf{P}_1, \dots, \mathbf{P}_K] \\ \mathbf{s} &= [\mathbf{s}_1^T, \dots, \mathbf{s}_K^T]^T \end{aligned}$$

且:

$$\mathbf{x} = \mathbf{P}\mathbf{s} \quad (3)$$

其中, $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^N$ 是预编码后的信号向量。

本文假设不同用户的原始信号向量是零均值且相互统一独立, 即 $\forall k \neq j, E\{\mathbf{s}_k \mathbf{s}_j^H\} = 0$ 和 $E\{\mathbf{s}_k \mathbf{s}_k^H\} = \mathbf{I}_{L_k}$ 。假设在信号传输中有功率的限制, 即:

$$E\{\|\mathbf{P}\mathbf{s}\|^2\} = P_T \quad (4)$$

从式(2)可以看出, 第 k 个用户接收的信号受到了其共轭的污染, 使得信号误差变大, 这也是 IQ 失衡带来的影响。解决问题的方法之一就是通宽线性处理^[5,11]。

下文将会分析一种改进的宽线性预编码方案, 其降低了 IQ 失衡对系统性能的影响程度, 同时还不会提高计算复杂度。

3 优化的宽线性预编码方案

在本节, 首先介绍关于矩阵和向量的一种转换, 利用它将复数矩阵模型转化为实虚模型, 最后, 利用它来设计宽线性预编码方法。

3.1 T 转换

T 转换就是把复数矩阵或者向量的实部和虚部分离, 从而形成一个新的矩阵或者向量。定义^[15]:

$$\mathbf{T}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{x}) \\ \text{Im}(\mathbf{x}) \end{bmatrix}, \mathbf{T}(\mathbf{X}) = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{X}) & -\text{Im}(\mathbf{X}) \\ \text{Im}(\mathbf{X}) & \text{Re}(\mathbf{X}) \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中, $\text{Re}(\cdot)$ 和 $\text{Im}(\cdot)$ 分别表示复数矩阵或向量的实部和虚部。T 转换定义了复数矩阵和其实虚部的变换关系, 这非常有利于设计宽线性预编码方法。由参考文献[15]可知, T 转换的一些性质如下:

$$\begin{aligned} \mathbf{T}(\mathbf{A}\mathbf{B}) &= \mathbf{T}(\mathbf{A})\mathbf{T}(\mathbf{B}), \mathbf{T}(\mathbf{A}^{-1}) = [\mathbf{T}(\mathbf{A})]^{-1} \\ \mathbf{T}(\mathbf{A} + \mathbf{B}) &= \mathbf{T}(\mathbf{A}) + \mathbf{T}(\mathbf{B}), \mathbf{T}(\mathbf{A}^H) = [\mathbf{T}(\mathbf{A})]^H \\ \det(\mathbf{T}(\mathbf{A})) &= [\det(\mathbf{A})]^2 = \det(\mathbf{A}\mathbf{A}^H) \\ \mathbf{T}(\mathbf{x} + \mathbf{y}) &= \mathbf{T}(\mathbf{x}) + \mathbf{T}(\mathbf{y}), \mathbf{T}(\mathbf{A}\mathbf{x}) = \mathbf{T}(\mathbf{A})\mathbf{T}(\mathbf{x}) \end{aligned} \quad (6)$$

对于式(2), 通过 T 转换可得第 k 个用户接收的信号 $\tilde{\mathbf{y}}_k$ 为:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{y}}_k &= \mathbf{T}(\mathbf{y}_k) \\ &= \mathbf{T}(\mathbf{H}_k \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{H}_k \mathbf{A}_2 \mathbf{x}^* + \mathbf{n}_k) \\ &= \mathbf{T}(\mathbf{H}_k) \mathbf{T}(\mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{A}_2 \mathbf{x}^*) + \mathbf{T}(\mathbf{n}_k) \\ &= \mathbf{T}(\mathbf{H}_k) [\mathbf{T}(\mathbf{A}_1) + \mathbf{T}(\mathbf{A}_2) \mathbf{E}_N] \mathbf{T}(\mathbf{x}) + \mathbf{T}(\mathbf{n}_k) \\ &\triangleq \tilde{\mathbf{H}}_k \tilde{\mathbf{A}} \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{n}}_k \end{aligned} \quad (7)$$

其中, $\tilde{\mathbf{H}}_k = \mathbf{T}(\mathbf{H}_k)$, $\tilde{\mathbf{A}} = [\mathbf{T}(\mathbf{A}_1) + \mathbf{T}(\mathbf{A}_2) \mathbf{E}_N]$, $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{T}(\mathbf{x})$, $\tilde{\mathbf{n}}_k = \mathbf{T}(\mathbf{n}_k)$, $\mathbf{E}_N = \text{diag}\{\mathbf{I}_N, -\mathbf{I}_N\}$ 。而且由式(3), 可得:

$$\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{T}(\mathbf{P}\mathbf{s}) = \mathbf{T}(\mathbf{P})\mathbf{T}(\mathbf{s}) = \tilde{\mathbf{P}}\tilde{\mathbf{s}} \quad (8)$$

其中, $\tilde{\mathbf{P}} = [\tilde{\mathbf{P}}_1, \dots, \tilde{\mathbf{P}}_K]$ 和 $\tilde{\mathbf{s}} = [\tilde{\mathbf{s}}_1^T, \dots, \tilde{\mathbf{s}}_K^T]^T$, 所以可得:

$$\tilde{\mathbf{y}}_k = \tilde{\mathbf{H}}_k \tilde{\mathbf{A}} \tilde{\mathbf{P}} \tilde{\mathbf{s}} + \tilde{\mathbf{n}}_k \quad (9)$$

通过定义 $\tilde{\mathbf{y}} = [\tilde{\mathbf{y}}_1^T, \dots, \tilde{\mathbf{y}}_K^T]^T$, $\tilde{\mathbf{H}} = [\tilde{\mathbf{H}}_1^T, \dots, \tilde{\mathbf{H}}_K^T]^T$ 和 $\tilde{\mathbf{n}} = [\tilde{\mathbf{n}}_1^T, \dots, \tilde{\mathbf{n}}_K^T]^T$, 可得所有用户接收到的信号矩阵:

$$\tilde{\mathbf{y}} = \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{A}} \tilde{\mathbf{P}} \tilde{\mathbf{s}} + \tilde{\mathbf{n}} \quad (10)$$

由式(10)可知, 可以把 $\tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{A}}$ 等效成信道矩阵来设计预编码方案来消除 IQ 失衡。因为传输信号的实部和虚部是分开独自处理的, 所以称此方案为宽线性预编码。

3.2 WL-OBP 预编码方法

由式(9)可以得出第 k 个用户接收的信号 $\tilde{\mathbf{y}}_k$ 为:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{y}}_k &= \tilde{\mathbf{H}}_k \tilde{\mathbf{A}} \tilde{\mathbf{P}} \tilde{\mathbf{s}} + \tilde{\mathbf{n}}_k \\ &= \tilde{\mathbf{H}}_k \tilde{\mathbf{A}} \tilde{\mathbf{P}}_k \tilde{\mathbf{s}}_k + \tilde{\mathbf{H}}_k \tilde{\mathbf{A}} \sum_{j \neq k}^K \tilde{\mathbf{P}}_j \tilde{\mathbf{s}}_j + \tilde{\mathbf{n}}_k \end{aligned} \quad (11)$$

由式(11)可知用户间存在着干扰, 如果想要消除用户间的干扰, 只要满足:

$$\tilde{\mathbf{H}}_k \tilde{\mathbf{A}} \tilde{\mathbf{P}}_j = \mathbf{0}, k \neq j \quad (12)$$

用户间就不会存在干扰, 此时第 k 个用户接收的信号 $\tilde{\mathbf{y}}_k$ 为:

$$\tilde{\mathbf{y}}_k = \tilde{\mathbf{H}}_k \tilde{\mathbf{A}} \tilde{\mathbf{P}}_k \tilde{\mathbf{s}}_k + \tilde{\mathbf{n}}_k \quad (13)$$

由参考文献[16]知, 满足式(12)的 $\tilde{\mathbf{P}}_j$ 必须在 $\hat{\mathbf{H}}_{-j}$ 的零空间, 其定义为:

$$\hat{\mathbf{H}}_{-j} = [\tilde{\mathbf{H}}_1^T \tilde{\mathbf{A}}^T, \dots, \tilde{\mathbf{H}}_{j-1}^T \tilde{\mathbf{A}}^T, \tilde{\mathbf{H}}_{j+1}^T \tilde{\mathbf{A}}^T, \dots, \tilde{\mathbf{H}}_K^T \tilde{\mathbf{A}}^T]^T \quad (14)$$

设第 k 个用户的预编码矩阵 $\tilde{\mathbf{P}}_{\text{WL-OBP}, k} = \lambda \tilde{\mathbf{P}}_{k1} \tilde{\mathbf{P}}_{k2}$, 其中, $\tilde{\mathbf{P}}_{k1} \in \mathbb{C}^{2N \times D_k}$, $\tilde{\mathbf{P}}_{k2} \in \mathbb{C}^{D_k \times 2L_k}$, D_k 的取值取决于预编码方法, λ 是满足传输功率限制的功率因子, 即 $E\{\text{Tr}(\tilde{\mathbf{A}} \tilde{\mathbf{P}} \tilde{\mathbf{s}} \tilde{\mathbf{s}}^T \tilde{\mathbf{P}}^T \tilde{\mathbf{A}}^T)\} = P_T$ 。下面将利用迫零预编码来得到 $\hat{\mathbf{H}}_{-j}$ 的零空间, 求出 $\tilde{\mathbf{P}}_{k1}$ 和 $\tilde{\mathbf{P}}_{k2}$, 这种方法称为宽线性优化的快对角化预编码方案。其不像 BD 预编码直接从信道得出其零空间, 这样做的好处就是结合这两种预编码的优点来消除 IQ 失衡, 提高系统性能。

由参考文献[14]可得宽线性迫零预编码矩阵:

$$\tilde{P}_{\text{WL-ZF},k} = (\tilde{H}_k^T \tilde{A}^T)(\tilde{H}_k \tilde{A} \tilde{A}^T \tilde{H}_k^T)^{-1} = [\tilde{F}_1, \dots, \tilde{F}_K] \quad (15)$$

为了方便求解 $\tilde{P}_{k1}$, 首先定义:

$$\tilde{F}_{-j} = [\tilde{F}_1^T, \dots, \tilde{F}_{j-1}^T, \tilde{F}_{j+1}^T, \dots, \tilde{F}_K^T]^T \quad (16)$$

然后, 对式(16)进行奇异值分解得:

$$\tilde{F}_{-j} = \tilde{U}_j \tilde{\Sigma}_j [\tilde{V}_j^{(1)} \quad \tilde{V}_j^{(0)}]^H \quad (17)$$

其中, $\tilde{U}_j \in \mathbb{C}^{2(M-M_k) \times 2(M-M_k)}$ 为矩阵 $\tilde{F}_{-j}$ 的左奇异值向量; $\tilde{\Sigma}_j \in \mathbb{C}^{2(M-M_k) \times 2N}$ 是对角矩阵, 其对角线上的元素是 $\tilde{F}_{-j}$ 的奇异值; $\tilde{V}_j^{(1)} \in \mathbb{C}^{2N \times r_j}$ 是矩阵 $\tilde{F}_{-j}$ 的前 r_j 个右奇异值向量, $r_j = \text{rank}(\tilde{F}_{-j})$; $\tilde{V}_j^{(0)} \in \mathbb{C}^{2N \times (2N-r_j)}$ 是矩阵 $\tilde{F}_{-j}$ 后 $2N-r_j$ 个右奇异值向量, 此时前述的 $D_k = 2N - r_j$ 。

由奇异值的性质可知, $\tilde{V}_j^{(1)H} \tilde{V}_j^{(0)} = 0$, 故可得:

$$\begin{aligned} \tilde{F}_{-j} \tilde{V}_j^{(0)} &= \tilde{U}_j \tilde{\Sigma}_j [\tilde{V}_j^{(1)} \quad \tilde{V}_j^{(0)}]^H \tilde{V}_j^{(0)} \\ &= \tilde{U}_j [\tilde{\Sigma}_j^{(1)} \quad 0] \begin{bmatrix} \tilde{V}_j^{(1)H} \\ \tilde{V}_j^{(0)H} \end{bmatrix} \tilde{V}_j^{(0)} \\ &= \tilde{U}_j \tilde{\Sigma}_j^{(1)} \tilde{V}_j^{(1)H} \tilde{V}_j^{(0)} = 0 \end{aligned} \quad (18)$$

从而可得 $\tilde{V}_j^{(0)}$ 是 $\tilde{F}_{-j}$ 的零空间正交基。由式(15)可知, $\hat{H}_{-j} \tilde{F}_j = 0$, 因此 $\tilde{V}_j^{(0)}$ 也是 $\hat{H}_{-j}$ 的零空间正交基, 从而可以把 $\tilde{P}_{k1} = \tilde{V}_j^{(0)}$ 作为第 j 个用户的预编码矩阵。

下面通过奇异值分解的方法, 把第 j 个用户的有效信道矩阵 $\tilde{H}_j \tilde{A} \tilde{V}_j^{(0)}$ 分解成平行子信道。其奇异值分解如下:

$$\tilde{H}_j \tilde{A} \tilde{V}_j^{(0)} = \tilde{U}'_j \tilde{\Sigma}'_j \tilde{V}'_j{}^H \quad (19)$$

由式(19)可得, 第 j 个用户的信号检测矩阵 $\tilde{G}_j = \tilde{U}'_j{}^H$, $\tilde{P}_{k2} = \tilde{V}'_j$, 故最终可得第 j 个用户的预编码矩阵 $\tilde{P}_{\text{WL-OBD},j} = \lambda \tilde{V}'_j \tilde{V}'_j{}^H$ 。

至此可以得出所有用户的预编码矩阵和检测矩阵如下:

$$\begin{aligned} \tilde{P}_s &= \lambda [\tilde{V}'_1 \tilde{V}'_1{}^H, \dots, \tilde{V}'_K \tilde{V}'_K{}^H] \\ \tilde{G}_s &= \text{diag} \{ \tilde{U}'_1{}^H, \dots, \tilde{U}'_K{}^H \} \end{aligned} \quad (20)$$

3.3 和速率分析

在下行, 和速率 $R_{\text{sum}} = \sum_{k=1}^K R_{\text{WL-OBD},k}$, 其中 $R_{\text{WL-OBD},k}$ 是第 k 个用户的数据速率。假设 $\tilde{G}_k$ 是第 k 个用户的接收检测矩阵, 则第 k 个用户最终得到的信号为:

$$\begin{aligned} \tilde{d}_k &= \tilde{G}_k \tilde{y}_k = \tilde{G}_k (\tilde{H}_k \tilde{A} \tilde{P} \tilde{s} + \tilde{n}_k) \\ &= \tilde{G}_k \tilde{H}_k \tilde{A} \tilde{P}_k \tilde{s}_k + \tilde{G}_k \tilde{H}_k \tilde{A} \tilde{P}_{-k} \tilde{s}_{-k} + \tilde{G}_k \tilde{n}_k \\ &= \tilde{Q}_k \tilde{s}_k + \tilde{Q}_{-k} \tilde{s}_{-k} + \tilde{G}_k \tilde{n}_k \\ &= \tilde{Q}_k \tilde{s}_k + \tilde{w}_k \end{aligned} \quad (21)$$

其中, $\tilde{P}_{-k} = [\tilde{P}_1, \dots, \tilde{P}_{k-1}, \tilde{P}_{k+1}, \dots, \tilde{P}_K]$, $\tilde{s}_{-k} = [\tilde{s}_1^T, \dots, \tilde{s}_{k-1}^T, \tilde{s}_{k+1}^T, \dots, \tilde{s}_K^T]^T$, $\tilde{Q}_k = \tilde{G}_k \tilde{H}_k \tilde{A} \tilde{P}_k$, $\tilde{Q}_{-k} = \tilde{G}_k \tilde{H}_k \tilde{A} \tilde{P}_{-k}$ 和 $\tilde{w}_k = \tilde{Q}_{-k} \tilde{s}_{-k} + \tilde{G}_k \tilde{n}_k$ 分别表示干扰和噪声。

由信息论的相关知识可知, 第 k 个用户的速率为:

$$R_{\text{WL-OBD},k} = \frac{1}{2} \log \det \left(\frac{r_{\tilde{d}_k \tilde{d}_k}}{r_{\tilde{w}_k \tilde{w}_k}} \right) \quad (22)$$

其中, r_{xx} 表示 x 的自相关函数。

因此, 可得:

$$\begin{aligned} r_{\tilde{d}_k \tilde{d}_k} &= E[\tilde{d}_k \tilde{d}_k^H] \\ &= E[(\tilde{Q}_k \tilde{s}_k + \tilde{Q}_{-k} \tilde{s}_{-k} + \tilde{G}_k \tilde{n}_k)(\tilde{Q}_k \tilde{s}_k + \tilde{Q}_{-k} \tilde{s}_{-k} + \tilde{G}_k \tilde{n}_k)^H] \\ &= \tilde{Q}_k \tilde{Q}_k^H + \tilde{Q}_{-k} \tilde{Q}_{-k}^H + \tilde{G}_k \tilde{G}_k^H \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} r_{\tilde{w}_k \tilde{w}_k} &= E[\tilde{w}_k \tilde{w}_k^H] \\ &= E[(\tilde{Q}_{-k} \tilde{s}_{-k} + \tilde{G}_k \tilde{n}_k)(\tilde{Q}_{-k} \tilde{s}_{-k} + \tilde{G}_k \tilde{n}_k)^H] \\ &= \tilde{Q}_{-k} \tilde{Q}_{-k}^H + \tilde{G}_k \tilde{G}_k^H \end{aligned} \quad (24)$$

故可得:

$$\begin{aligned} R_{\text{WL-OBD},k} &= \frac{1}{2} \log \det \left(\frac{\tilde{Q}_k \tilde{Q}_k^H + \tilde{Q}_{-k} \tilde{Q}_{-k}^H + \tilde{G}_k \tilde{G}_k^H}{\tilde{Q}_{-k} \tilde{Q}_{-k}^H + \tilde{G}_k \tilde{G}_k^H} \right) \\ &= \frac{1}{2} \log \det \left(I_{2M_k} + \frac{\tilde{Q}_k \tilde{Q}_k^H}{\tilde{Q}_{-k} \tilde{Q}_{-k}^H + \tilde{G}_k \tilde{G}_k^H} \right) \end{aligned} \quad (25)$$

$$R_{\text{sum}} = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K \log \det \left(I_{2M_k} + \frac{\tilde{Q}_k \tilde{Q}_k^H}{\tilde{Q}_{-k} \tilde{Q}_{-k}^H + \tilde{G}_k \tilde{G}_k^H} \right) \quad (26)$$

4 数值仿真

在基站侧存在 IQ 失衡的场景下, 将通过仿真验证本文算法的性能, 并与迫零(zero forcing, ZF)预编码算法、块对角化(block diagonalization, BD)预编码算法和 WL-BD 预编码算法作比较。在所有的仿真中, 图 2、图 3 的仿真场景是基站天线数 $N=100$, 用户数 $K=50$ 且每个用户天线 $M_k=2$ 。本文信噪比定义为 P_T/σ_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的。

图 2 是在 BD 预编码条件下, IQ 失衡参数对系统性能的影响曲线。本文中所有基站天线的 IQ 失衡参数都是随机产生的, 增益误差 g_n 服从高斯分布, 即 $g_n \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_g^2)$, 相位误差 θ_n 也服从零均值、方差为 σ_θ^2 的高斯随机变量, 并且 σ_g^2 和 σ_θ^2 的值越大, 表明 IQ 的影响越严重。由图 2 可看出, 当存在 IQ 失衡时, 其对系统的影响还是很明显的, 并且在链路增益误差固定时, 相对相位的增大对系统性能

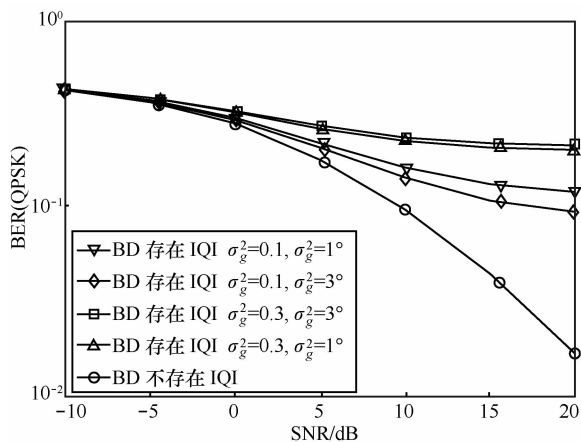


图2 IQ参数对系统性能的影响曲线

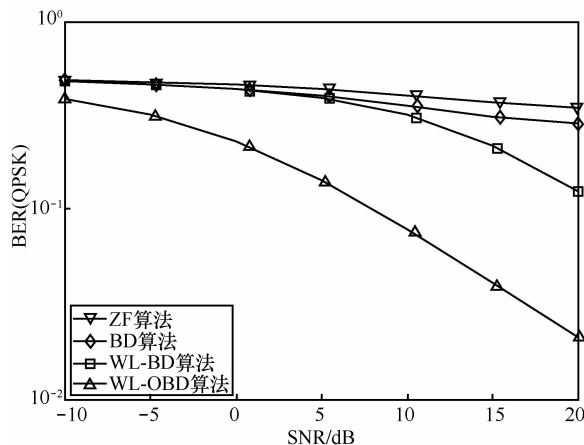


图3 不同预编码算法在BER上的比较曲线

的影响较小。但是在相对相位不变时,链路增益误差的变大对系统的影响还是很明显的,因此有必要消除IQ失衡带来的影响。

图3显示了存在IQ失衡的条件下,IQ失衡参数 g_n 和 θ_n 分别取一般值0.25和 2° 时,本文算法和BD、WL-BD算法在BER(bit error ratio,误码率)上的比较。从图3可以看出,本文算法明显优于ZF、BD和WL-BD算法,并且随着信噪比的增大,其优势越来越明显。从而可得,本文所提算法能够很好地消除IQ失衡带来的影响。

图4显示了在存在IQ失衡的条件下,IQ失衡参数 g_n 和 θ_n 分别取一般值0.25和 2° 、SNR(signal noise ratio,信噪比)为2 dB、用户数 $K=20$ 且每个用户有两根天线的场景下,不同预编码的BER和基站天线数量的关系。可以明显的看出,本文算法在基站天线数不断增加时,其消除IQ失衡的能力是优于ZF、BD和WL-BD算法的,这也正适合在大规模MIMO系统中应用。

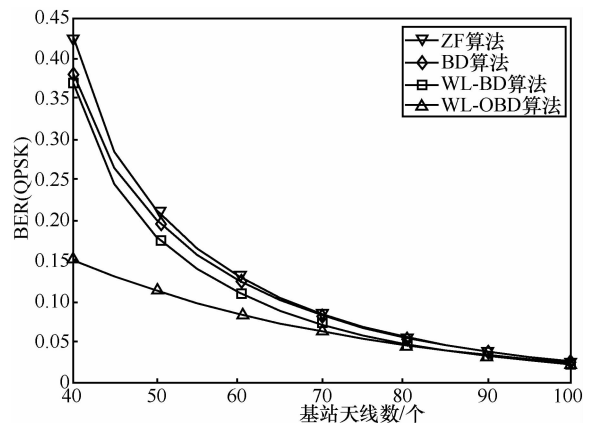


图4 不同的预编码的BER和基站天线之间的关系

在存在IQ失衡的条件下,且IQ失衡参数 g_n 和 θ_n 分别取一般值0.25和 2° ,当信噪比SNR=2 dB,基站天线数 $M=100$ 时,图5显示了误码率和活跃用户数之间的关系。从图5可以看出,随着用户数的增多,几种算法的性能都会有所下降,这是可以理解的现象。当用户数增多,用户间的干扰也会加大,从而误码率也有所上升。但是本文算法还是有很好的性能的,当用户数大于30个后,干扰给本文算法带来的影响小于其他算法。很适合在大规模MIMO系统中应用,就是在一时频点服务多个用户。

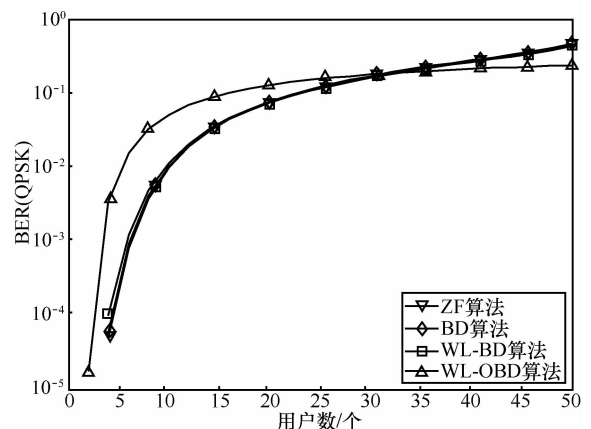


图5 不同的预编码的BER和用户数之间的关系

5 结束语

针对大规模MIMO中存在的IQ失衡的问题,本文通过结合宽线性迫零和块对角化预编码,提出了一种宽线性优化的块对角化预编码方案。仿真结果表明,本文算法有很好的性能,有效地消除了IQ失衡对系统性能的影响。但本文也有些不足,比如基站天线小于用户总天线情况和基站有非完全信道信息时的场景,这都是以后的研究方向。

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, LARSSON E G, 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] LAMARE R C D. Massive MIMO systems: signal processing challenges and future trends[J]. Eprint Arxiv, 2013.
- [5] ZHANG W, REN H, PAN C, et al. Large-scale antenna systems with ul/dl hardware mismatch: achievable rates analysis and calibration [J]. IEEE Transactions on Communications, 2015, 63(4): 1216-1229.
- [6] HAKKARAINEN A, WERNER J, DANDEKAR K R, et al. Widely-linear beamforming and RF impairment suppression in massive antenna arrays [J]. Journal of Communications and Networks, 2013, 15(4): 383-397.
- [7] TARIGHAT A, SAYED A. Joint compensation of transmitter and receiver impairments in OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(1): 240-247.
- [8] ZHANG C, XIAO Z, GAO B, et al. Three-stage treatment of TX/RX IQ imbalance and channel with CFO for SC-FDE systems [J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18 (2): 297-300.
- [9] LI W, ZHANG Y, HUANG L K, et al. Low cost estimation of IQ imbalance for direct conversion transmitters [C]//2014 IEEE International Symposium on Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB), June 25-27, 2014, Beijing, China. New Jersey: IEEE Press, 2014: 1-6.
- [10] ZHANG W, LAMARE R DE, PAN C, et al. Joint tx/rx iq imbalance parameter estimation using a generalized system model [C]//2015 IEEE International Conference on Communications (ICC), June 8-12, 2015, London, UK. New Jersey: IEEE Press, 2015: 4704-4709.
- [11] HAKKARAINEN A, WERNER J, DANDEKAR K, et al. Precoded massive MU-MIMO uplink transmission under transceiver I/Q imbalance[C]//2014 IEEE Globecom Workshops, December 8-12, 2014, Austin, TX, USA. New Jersey: IEEE Press, 2014: 320-326.
- [12] ZHANG W, LAMARE R D E, CHEN M. Reduced-rank widely linear precoding in massive MIMO systems with I/Q imbalance[C]//European Signal Processing Conference, September 1-5, 2014, Lisbon, Portugal. New Jersey: IEEE Press, 2014: 331-335.
- [13] ZAREI S, GERSTACKER W, SCHÖBER R. I/Q imbalance aware widely-linear precoding for downlink massive MIMO systems[C]//2014 IEEE Globecom Workshops, December 8-12, 2014, Austin, TX, USA. New Jersey: IEEE Press, 2014: 301-307.
- [14] ZHANG W, LAMARE R D E, PAN C, et al. Widely linear block-diagonalization type precoding in massive MIMO systems with IQ imbalance [C]//2015 IEEE International Conference on Communications (ICC), June 8-12, 2015, London, UK. New Jersey: IEEE Press, 2015: 1789-1794.
- [15] TELATAR E. Capacity of multi-antenna gaussian channels[J]. European Transactions on Telecommunications, 1999, 10 (6): 585-595.
- [16] 张贤达. 矩阵分析与应用[M]. 北京:清华大学出版社, 2004.
ZHANG X D. Matrix analysis and application [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2004.

[作者简介]



王军(1991-),男,南京邮电大学硕士生,主要研究方向为大规模 MIMO 系统中预编码。



戴建新(1971-),男,博士,南京邮电大学副教授,主要研究方向为 5G 移动通信系统的关键技术。



程崇虎(1962-),男,博士,南京邮电大学通信与信息工程学院教授、院长,主要研究方向为电磁场。

汪鹏,男,南京邮电大学硕士生,主要研究方向为大规模 MIMO 系统中能效的研究。

李莎,女,南京邮电大学硕士生,主要研究方向为宽带频谱感知。