

TDD大规模MIMO系统中两种新的下行预编码方案

智慧 黄子菊 查煜坤* 王飞跃

(安徽大学计算智能与信号处理(教育部)重点实验室 合肥 230601)

摘要: 针对时分双工大规模MIMO系统, 该文提出两种新的下行链路预编码方案, 即新最大比合并(NMRC)和新迫零(NZF)方案, 通过理论分析得到两种新预编码方案下目标用户和非目标用户的下行链路信干噪比和频谱效率的表达式, 并与传统的迫零(ZF)和最大比合并(MRC)预编码的下行链路信干噪比、频谱效率和误码率性能进行比较。仿真结果表明, 所提出的NMRC和NZF预编码与传统的MRC和ZF预编码相比, 在不增加运算复杂度的前提下可以获得更好的性能, 而且新的预编码方案在提高目标用户性能的同时, 对其他非目标用户的性能也有一定的改善。

关键词: 大规模MIMO; 新最大比合并预编码; 新迫零预编码

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2021)11-3111-11

DOI: [10.11999/JEIT200196](https://doi.org/10.11999/JEIT200196)

Two Novel Downlink Precoding Schemes for TDD Massive MIMO Systems

ZHI Hui HUANG Ziju ZHA Yukun WANG Feiyue

(Key Laboratory of Computing Intelligent and Signal Processing (Ministry of Education),
Anhui University, Hefei 230601, China)

Abstract: For time-division duplex massive MIMO systems, two new downlink precoding schemes are proposed, namely New Maximum Ratio Combining (NMRC) and New Zero-Forcing (NZF) scheme. Through theoretical analysis, the expressions of downlink signal to interference plus noise ratio and spectral efficiency of target users and non-target users under two new precoding schemes are obtained, and compared with traditional Zero-Forcing (ZF) and Maximum Ratio Combining (MRC) Precoding schemes for downlink signal to interference plus noise ratio, spectrum efficiency and bit error rate performance. The simulation results show that the proposed NMRC and NZF precoding can achieve better performance without increasing the computational complexity compared with the traditional MRC and ZF precoding. Moreover, the new precoding schemes improve the performance of target users while improving the performance of other non-target users.

Key words: Massive MIMO; New Maximum Ratio Combining (NMRC) precoding; New Zero-Forcing (NZF) precoding

1 引言

随着移动通信业务的大幅增长, 未来无线网络将受到前所未有的挑战, 而大规模多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)技术能

提升系统容量、频谱效率、能量效率, 因此受到了广泛的关注, 并成为下一代移动通信系统的核心技术之一^[1,2]。已有研究表明, 导频污染是影响大规模MIMO系统性能的主要因素之一。针对导频污染问题, 可由合适的用户分组对导频进行复用来提高信道估计的准确性^[3,4]。由于不同分组采用相互正交的导频序列, 同一分组内用户复用同一导频序列, 所以在整个导频传输过程中, 基站得到的信道估计结果不存在分组间导频干扰, 只有分组内用户之间的干扰。由导频污染产生的信道估计不准确会进一步影响下行链路的性能^[5-7], 而下行链路预编码可有效地减少用户间干扰、提升系统下行链路的性能, 因此成为大规模MIMO系统研究的热点^[8-10]。

收稿日期: 2020-03-20; 改回日期: 2021-08-24; 网络出版: 2021-09-17

*通信作者: 查煜坤 zhayukun100@163.com

基金项目: 国家自然科学基金(62001001), 安徽省自然科学基金(1508085QF125), 安徽省高校自然科学研究项目(KJ2016A042), 安徽大学科研启动经费(01001770-10117700011)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (62001001), The Natural Science Foundation of Anhui Province (1508085QF125), The College Natural Science Research Project of Anhui Province (KJ2016A042), The Research Start-up Expenses of Anhui University (01001770-10117700011)

已有的预编码方案大多是采用高复杂度的迭代算法来寻找最优的预编码,文献[11]提出了一种基于多小区最小均方误差(MMSE)的预编码方案,虽然可以明显提高频谱效率,但这种预编码方案需要计算矩阵的逆,计算复杂度高。文献[12]引入了一种功率放大器感知的预编码方法,该方法利用了高维自由度,并通过为基站配备大量天线来实现该功能,最终获得较好的传输质量。文献[13]把信道矩阵分成对角矩阵和空心矩阵,依然有较高的计算复杂度。我们考虑在传统单小区的最大比合并(Maximum Ratio Combining, MRC)和迫零(Zero-Forcing, ZF)预编码的基础上,对预编码矩阵进行线性改进,将同一导频分组的用户的干扰预先减去,提出两种新的预编码方案,即新最大比合并(New Maximum Ratio Combining, NMRC)和新迫零(New Zero-Forcing, NZF)方案,在不增加运算复杂度的情况下,达到提高下行链路信干噪比(Signal to Interference plus Noise Ratio, SINR)和频谱效率的目的。

文献[14]在导频复用情况下,分析了MRC和ZF预编码的下行链路可实现速率,并推导出MRC和ZF预编码的可实现速率表达式封闭的近似解。本文在传统MRC和ZF预编码的基础上,推导出新的预编码NMRC和NZF的表达式,并与传统MRC和ZF预编码下行链路SINR和频谱效率的性能进行了仿真比较。文献[15]提出了基于多小区MMSE的预编码方案,并且优化MMSE预编码矩阵以提高目标用户的性能总和。本文的两种预编码方案除了提高目标用户的性能,还仿真分析了对其他用户(非目标用户)下行链路性能的影响。

本文的主要贡献有3点。(1)在传统MRC和ZF预编码的基础上,预先减去同一导频分组的用户的干扰,提出两种新的低复杂度的预编码,即NMRC和NZF。(2)针对目标用户和非目标用户,通过理论分析分别得到了NMRC, NZF预编码和传统MRC、ZF预编码的下行链路信干噪比和频谱效率表达式。(3)仿真结果表明,提出的NMRC和NZF预编码总能获得比传统MRC和ZF预编码更好的性能。

2 系统模型和上行信道估计

大规模MIMO多小区的系统,如图1所示,有 L 个相邻的小区,每个小区正中间有一个基站,每个基站配有 M 根天线,每个用户配置单天线。假设系统采用时分双工(Time Division Duplexing, TDD)通信方式,在上行链路中通过对所有用户进行分组的方式来进行导频分配,分别从每个小区随机挑选一个用户组成一个导频分组,同一导频分组

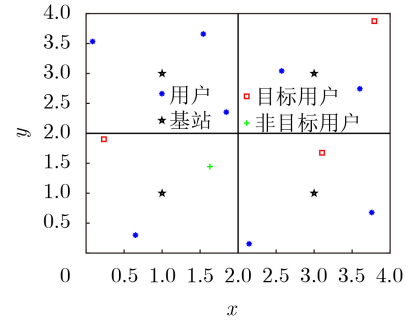


图1 大规模MIMO多小区系统模型(用户随机分布)

中的用户使用同一导频序列,不同分组的用户使用相互正交的导频序列。

在TDD通信方式下,基站利用信道的互易性,上行信道估计获取的信道状态信息(Channel State Information, CSI)可以用于基站下行信道的预编码矩阵。假设上行链路发送数据帧总长度为 Q ,其中导频长度为 P ,则数据长度为 $Q-P$ 。第 i 个小区中第 k 个用户表示为用户 (i, k) ,基站与小区使用同样的序号,即第 l 个小区中的基站记为基站 l 。假设用户 (i, k) 使用的导频序列为 $\tau \times 1$ 维矢量 φ_{ik} ,且 $\varphi_{ik}^H \varphi_{lm} = \begin{cases} 1, & (i, k) \in \Lambda(l, m) \\ 0, & (i, k) \notin \Lambda(l, m) \end{cases}$ 。其中 $\Lambda(l, m)$ 表示用户 (l, m) 所在的导频分组, $(i, k) \in \Lambda(l, m)$ 表示用户 (i, k) 属于用户 (l, m) 所在的导频分组。用户 (i, k) 与基站 l 之间的信道表示为

$$\mathbf{h}_{lik} = \sqrt{\beta_{lik}} \mathbf{g}_{lik} \quad (1)$$

其中, $i, l \in \{1, 2, \dots, L\}$, $k \in \{1, 2, \dots, K_i\}$ 。 $\mathbf{g}_{lik} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 表示第 i 小区内的第 k 个用户到基站 l 的小尺度衰落矢量,其每个元素均服从均值为0方差为1的圆对称复高斯分布,即 $\mathbf{g}_{lik} \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{I}_M)$,一般认为 \mathbf{g}_{lik} 在一个相干时间内保持不变。 β_{lik} 表示大尺度衰落系数,即

$$\beta_{lik} = \frac{1}{(d_{lik})^\nu} \quad (2)$$

其中, d_{lik} 表示第 i 小区内的第 k 个用户到基站 l 的距离, ν 是路径损耗指数。由于 β_{lik} 变化缓慢,所以我们假设基站可以获得此大尺度衰落系数。

上行信道估计时,所有小区中用户同时向基站发送导频序列,则基站 l 接收到的导频信号为

$$\mathbf{F}_l = \sum_{i=1}^L \sum_{k=1}^{K_i} \sqrt{p_p \beta_{lik}} \mathbf{g}_{lik} \varphi_{ik}^H + \mathbf{n}_l \quad (3)$$

其中, p_p 表示每个用户的发射功率, $\mathbf{n}_l \in \mathbb{C}^{M \times \tau}$ 为加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN),其每个元素独立服从均值为0、方差为

σ^2 的圆对称复高斯分布, 即 $\mathcal{CN}(0, \sigma^2)$, 且下文所有出现的噪声均为AWGN, 每个元素均服从分布 $\mathcal{CN}(0, \sigma^2)$ 。当基站 l 接收到信号 \mathbf{F}_l , 为了估计信道 \mathbf{h}_{lik} , 先采用导频 $\boldsymbol{\varphi}_{ik}$ 进行正交化处理, 处理结果为 $\hat{\mathbf{h}}_{lik} = \frac{\mathbf{F}_l \boldsymbol{\varphi}_{ik}}{\sqrt{p_p}}$, 所以信道 \mathbf{h}_{lik} 的MMSE信道估计^[16]为

$$\hat{\mathbf{h}}_{lik} = \frac{\beta_{lik}}{\sum_{(r,t) \in \Lambda(i,k)} \beta_{lrt} + \frac{\sigma^2}{p_p}} \times \left(\sum_{(r,t) \in \Lambda(i,k)} \mathbf{h}_{lrt} + \frac{\mathbf{n}_l \boldsymbol{\varphi}_{ik}}{\sqrt{p_p}} \right) \quad (4)$$

其中, σ^2 为噪声方差。从式(4)可以看出, 由于不同分组采用相互正交的导频序列, 同一分组内用户复用同样的导频序列, 所以用户 (i, k) 的信道估计只受同一分组内用户的干扰, 不存在分组间干扰。此信道估计的不准确(也即是导频污染)会进一步影响下行链路的性能。

3 两种新的预编码方案及其性能分析

3.1 NMRC和NZF的定义

由于上行链路的信道估计存在分组内用户的干扰, 使信道估计不准确, 而TDD系统中下行预编码需要使用上行的信道估计信息, 因此上行信道估计的不准确会影响下行链路的性能。为了降低对下行链路性能的影响, 本文考虑在发送端预编码中预先减去这部分干扰, 在不增加运算复杂度的情况下(不需要迭代算法)来降低干扰, 提高系统下行性能。因此本文在传统MRC和ZF预编码的基础上, 提出两种新的预编码方案NMRC和NZF, 并与传统MRC和ZF预编码进行比较。

在传统的MRC和ZF预编码中, 假设第 i 个小区的预编码矩阵为 $\mathbf{W}_i = [\mathbf{w}_{i1}, \mathbf{w}_{i2}, \dots, \mathbf{w}_{iK_i}] \in \mathbb{C}^{M \times K_i}$ 。对于传统MRC预编码, 则 $\mathbf{w}_{ik} = \frac{\hat{\mathbf{h}}_{iik}^*}{\|\hat{\mathbf{h}}_{iik}\|_2^2}$; 对于传统ZF预编码, 则 $\mathbf{w}_{ik} = \frac{\mathbf{a}_{ik}^*}{\|\mathbf{a}_{ik}\|_2^2}$ 。其中, \mathbf{a}_{ik} 是矩阵 $\mathbf{A}_i = \hat{\mathbf{H}}_{ii}(\hat{\mathbf{H}}_{ii}^H \hat{\mathbf{H}}_{ii})^{-1}$ 的第 k 列, 而 $\hat{\mathbf{H}}_{ii} = [\hat{\mathbf{h}}_{i11}, \hat{\mathbf{h}}_{i12}, \dots, \hat{\mathbf{h}}_{i1K_i}]$ 。针对传统预编码, 第 i 个小区的第 k 个用户的下行接收信号为

$$r_{ik} = \sqrt{p} \sum_{l=1}^L \mathbf{h}_{lik}^T \mathbf{W}_l \mathbf{s}_l + n_{ik} \quad (5)$$

其中, p 是每个基站的发射功率, $\mathbf{s}_l = [s_{l1}, s_{l2}, \dots, s_{lK_l}]^T \in \mathbb{C}^{K_l \times 1}$ 为第 l 个基站发送给本小区 K_l 个用户的信号, 因此式(5)可以写为

$$r_{ik} = \sqrt{p} \mathbf{h}_{iik}^T \mathbf{w}_{ik} s_{ik} + \sum_{j=1, j \neq k}^{K_i} \sqrt{p} \mathbf{h}_{iik}^T \mathbf{w}_{ij} s_{ij} + \sum_{l=1, l \neq i}^L \sum_{m=1}^{K_l} \sqrt{p} \mathbf{h}_{lik}^T \mathbf{w}_{lm} s_{lm} + n_{ik} \quad (6)$$

对于MRC预编码, 当 $(l, m) \notin \Lambda(i, k)$, 用户 (l, m) 不属于用户 (i, k) 所在的分组, 所以 \mathbf{h}_{lik} 与 \mathbf{w}_{lm} 相互独立, $\lim_{M \rightarrow \infty} \mathbf{h}_{lik}^T \mathbf{w}_{lm} = 0$ 。当 $(l, m) \in \Lambda(i, k)$, $\lim_{M \rightarrow \infty} \mathbf{h}_{lik}^T \mathbf{w}_{lm} \neq 0$, 这是由于 $\mathbf{w}_{lm} = \frac{\hat{\mathbf{h}}_{ilm}^*}{\|\hat{\mathbf{h}}_{ilm}\|_2^2}$, 而 $\hat{\mathbf{h}}_{ilm}$ 中包含有 \mathbf{h}_{lik} 这一项, 因此本文考虑在目标用户的预编码中预先减去这部分干扰, 这也正是新预编码方案的思路来源。

假设导频分配时有3个分组(不是3个时可以依此类推), 分别从每一个分组中选出一个目标用户 $(a, b), (c, d), (e, f)$, 首先分析目标用户的SINR和频谱效率性能, 再分析非目标用户的SINR和频谱效率性能。依据表达式(6)的分析, 在目标用户的预编码中预先减去相关干扰, 从而得到新的预编码方案。定义新的预编码方案为第 i 个小区的预编码矩阵是 $\mathbf{G}_i = [\mathbf{g}_{i1}, \mathbf{g}_{i2}, \dots, \mathbf{g}_{iK_i}] \in \mathbb{C}^{M \times K_i}$, 其中对应目标用户 $(a, b), (c, d), (e, f)$ 的预编码分别为

$$\mathbf{g}_{ab} = \mathbf{w}_{ab} - \sum_{\substack{(r,t) \in \Lambda(a,b) \\ (r,t) \neq (a,b)}} \frac{\text{diag}\{\hat{\mathbf{h}}_{rab}\}}{\text{diag}\{\hat{\mathbf{h}}_{aab}\}} \mathbf{w}_{rt} \frac{s_{rt}}{s_{ab}} \quad (7)$$

$$\mathbf{g}_{cd} = \mathbf{w}_{cd} - \sum_{\substack{(r,t) \in \Lambda(c,d) \\ (r,t) \neq (c,d)}} \frac{\text{diag}\{\hat{\mathbf{h}}_{rcd}\}}{\text{diag}\{\hat{\mathbf{h}}_{ccd}\}} \mathbf{w}_{rt} \frac{s_{rt}}{s_{cd}} \quad (8)$$

$$\mathbf{g}_{ef} = \mathbf{w}_{ef} - \sum_{\substack{(r,t) \in \Lambda(e,f) \\ (r,t) \neq (e,f)}} \frac{\text{diag}\{\hat{\mathbf{h}}_{ref}\}}{\text{diag}\{\hat{\mathbf{h}}_{eef}\}} \mathbf{w}_{rt} \frac{s_{rt}}{s_{ef}} \quad (9)$$

其中, 对应NMRC方案时 $\mathbf{w}_{ab} = \frac{\hat{\mathbf{h}}_{aab}^*}{\|\hat{\mathbf{h}}_{aab}\|_2^2}$, 对应NZF方案时 $\mathbf{w}_{ab} = \frac{\mathbf{a}_{ab}^*}{\|\mathbf{a}_{ab}\|_2^2}$, 其中 \mathbf{a}_{ab} 是矩阵 $\mathbf{A}_a = \hat{\mathbf{H}}_{aa}(\hat{\mathbf{H}}_{aa}^H \hat{\mathbf{H}}_{aa})^{-1}$ 的第 b 列。对应非目标用户 (x, y) 的预编码为 $\mathbf{g}_{xy} = \mathbf{w}_{xy}$, \mathbf{w}_{xy} 仍为传统的MRC和ZF预编码。式中 $\text{diag}\{\cdot\}$ 表示对角矩阵, 式中

$\sum_{(r,t) \in \Lambda(a,b)} \text{diag}\{\hat{\mathbf{h}}_{rab}\} \mathbf{w}_{rt}$ 为导频分配时基站间交互的信息, 即不同小区BS之间的协作。

3.2 NMRC和NZF的性能分析

根据新预编码的定义, 可以得到目标用户 (a, b) 的接收信号为(其它目标用户可以依此类推):

$$\begin{aligned}
 r_{ab}^{new} = & \sqrt{p} \mathbf{h}_{aab}^T \mathbf{w}_{ab} s_{ab} + \sum_{\substack{(l,m) \in \Lambda(a,b) \\ (l,m) \neq (a,b)}} \sqrt{p} \left(\mathbf{h}_{lab}^T - \mathbf{h}_{aab}^T \frac{\text{diag}\{\hat{\mathbf{h}}_{lab}\}}{\text{diag}\{\hat{\mathbf{h}}_{aab}\}} \right) \mathbf{w}_{lm} s_{lm} \\
 & + \sqrt{p} \mathbf{h}_{cab}^T \mathbf{w}_{cd} s_{cd} + \sum_{\substack{(l,m) \in \Lambda(c,d) \\ (l,m) \neq (c,d)}} \sqrt{p} \left(\mathbf{h}_{lab}^T - \mathbf{h}_{cab}^T \frac{\text{diag}\{\hat{\mathbf{h}}_{lcd}\}}{\text{diag}\{\hat{\mathbf{h}}_{ccd}\}} \right) \mathbf{w}_{lm} s_{lm} \\
 & + \sqrt{p} \mathbf{h}_{eab}^T \mathbf{w}_{ef} s_{ef} + \sum_{\substack{(l,m) \in \Lambda(e,f) \\ (l,m) \neq (e,f)}} \sqrt{p} \left(\mathbf{h}_{lab}^T - \mathbf{h}_{eab}^T \frac{\text{diag}\{\hat{\mathbf{h}}_{lef}\}}{\text{diag}\{\hat{\mathbf{h}}_{eef}\}} \right) \mathbf{w}_{lm} s_{lm} + n_{ab} \tag{10}
 \end{aligned}$$

目标用户(a,b)的接收信号中 $\mathbf{h}_{lab}^T - \mathbf{h}_{aab}^T \frac{\text{diag}\{\hat{\mathbf{h}}_{lab}\}}{\text{diag}\{\hat{\mathbf{h}}_{aab}\}} \approx 0$, 因此与目标用户(a,b)同一导频分组用户的信号和

$\sum_{\substack{(l,m) \in \Lambda(a,b) \\ (l,m) \neq (a,b)}} \sqrt{p} \left(\mathbf{h}_{lab}^T - \mathbf{h}_{aab}^T \frac{\text{diag}\{\hat{\mathbf{h}}_{lab}\}}{\text{diag}\{\hat{\mathbf{h}}_{aab}\}} \right) \mathbf{w}_{lm} s_{lm} \approx 0$ 。因此, 新的预编码方案达成了预先减去与目标用户

(a,b)同一导频分组的用户的干扰的目的(对目标用户(c,d), (e,f)同理)。

由式(10)可得目标用户(a,b)在NMRC预编码方案和NZF预编码方案下的SINR和频谱效率, 分别为定理1和定理2。

定理1 对于NMRC预编码方案, 目标用户(a,b)的SINR和频谱效率分别为

$$\text{SINR}_{ab}^{nmrc} = \frac{1 + \frac{\sum_{\substack{(r,t) \in \Lambda(a,b) \\ (r,t) \neq (a,b)}} \beta_{art} + \frac{\sigma^2}{p}}{\beta_{aab}}}{I_1 + I_2 + I_3 + I_4 + \frac{\sigma^2}{p}} \tag{11}$$

$$E_{ab}^{nmrc} = ((Q - P)/Q) \times (\log_2(1 + \text{SINR}_{ab}^{nmrc})) \tag{12}$$

其中, $I_1 = \frac{\beta_{cab} \left(\sum_{(r,t) \in \Lambda(c,d)} \beta_{crt} + \frac{\sigma^2}{p} \right)}{\beta_{ccd}^2}$, $I_2 = \frac{\beta_{eab} \left(\sum_{(r,t) \in \Lambda(e,f)} \beta_{ert} + \frac{\sigma^2}{p} \right)}{\beta_{eef}^2}$, $I_3 = \sum_{\substack{(l,m) \in \Lambda(c,d) \\ (l,m) \neq (c,d)}}$

$$\left(\frac{\beta_{lab} \left(\sum_{(r,t) \in \Lambda(l,m)} \beta_{lrt} + \frac{\sigma^2}{p} \right)}{\beta_{llm}^2} - \frac{\beta_{cab} \beta_{lcd}}{\beta_{llm} \beta_{ccd}} \right), I_4 = \sum_{\substack{(l,m) \in \Lambda(e,f) \\ (l,m) \neq (e,f)}} \left(\frac{\beta_{lab} \left(\sum_{(r,t) \in \Lambda(l,m)} \beta_{lrt} + \frac{\sigma^2}{p} \right)}{\beta_{llm}^2} - \frac{\beta_{eab} \beta_{lef}}{\beta_{llm} \beta_{eef}} \right) \circ$$

定理2 对于NZF预编码方案, 目标用户(a,b)的SINR和频谱效率分别为

$$\text{SINR}_{ab}^{nzf} = \frac{\left[\frac{\sqrt{\pi}(2M - 2K + 1)!!}{2^{M-K+1}} \right]^2 \beta_{aab}^2}{[(M - K)!]^2 \left(\sum_{(r,t) \in \Lambda(a,b)} \beta_{art} + \frac{\sigma^2}{p} \right)} \tag{13}$$

$$E_{ab}^{nzf} = ((Q - P)/Q) \times (\log_2(1 + \text{SINR}_{ab}^{nzf})) \tag{14}$$

$$\begin{aligned}
 \text{其中, } I_5 &= \frac{(K-1)\beta_{cab} \left(\sum_{\substack{(r,t) \in \Lambda(c,d) \\ (r,t) \neq (c,d)}} \beta_{crt} + \frac{\sigma^2}{p} \right)}{\sum_{(r,t) \in \Lambda(c,d)} \beta_{crt} + \frac{\sigma^2}{p}}, \quad I_6 = \frac{(K-1)\beta_{eab} \left(\sum_{\substack{(r,t) \in \Lambda(e,f) \\ (r,t) \neq (e,f)}} \beta_{ert} + \frac{\sigma^2}{p} \right)}{\sum_{(r,t) \in \Lambda(e,f)} \beta_{ert} + \frac{\sigma^2}{p}}. \\
 I_7 &= \sum_{\substack{(l,m) \in \Lambda(a,b) \\ (l,m) \neq (a,b)}} \frac{(K-1)\beta_{lab} \left(\sum_{\substack{(r,t) \in \Lambda(l,m) \\ (r,t) \neq (l,m)}} \beta_{lrt} + \frac{\sigma^2}{p} \right)}{\sum_{(r,t) \in \Lambda(l,m)} \beta_{lrt} + \frac{\sigma^2}{p}}, \quad I_8 = \sum_{\substack{(l,m) \in \Lambda(c,d) \\ (l,m) \neq (c,d)}} \frac{(K-1)\beta_{lab} \left(\sum_{\substack{(r,t) \in \Lambda(l,m) \\ (r,t) \neq (l,m)}} \beta_{lrt} + \frac{\sigma^2}{p} \right)}{\sum_{(r,t) \in \Lambda(l,m)} \beta_{lrt} + \frac{\sigma^2}{p}}, \\
 I_9 &= \sum_{\substack{(l,m) \in \Lambda(e,f) \\ (l,m) \neq (e,f)}} \frac{(K-1)\beta_{lab} \left(\sum_{\substack{(r,t) \in \Lambda(l,m) \\ (r,t) \neq (l,m)}} \beta_{lrt} + \frac{\sigma^2}{p} \right)}{\sum_{(r,t) \in \Lambda(l,m)} \beta_{lrt} + \frac{\sigma^2}{p}}.
 \end{aligned}$$

为了了解新的预编码对未选中的非目标用户 (x, y) 性能的影响, 我们用同上面一样的方法, 分别推导出使用NMRC和NZF预编码时的任意非目标用户 (x, y) 的SINR和频谱效率表达式。分析得出非目标用户 (x, y) 的接收信号为

$$\begin{aligned}
 r_{xy}^{new} &= \sqrt{p} \mathbf{h}_{xxy}^T \mathbf{w}_{xy} s_{xy} + \sqrt{p} \mathbf{h}_{axy}^T \mathbf{w}_{ab} s_{ab} + \sum_{\substack{(l,m) \in \Lambda(a,b) \\ (l,m) \neq (a,b)}} \sqrt{p} (\mathbf{h}_{lxy}^T - \mathbf{h}_{axy}^T \frac{\text{diag}\{\hat{\mathbf{h}}_{lab}\}}{\text{diag}\{\hat{\mathbf{h}}_{aab}\}}) \mathbf{w}_{lm} s_{lm} \\
 &+ \sqrt{p} \mathbf{h}_{cxy}^T \mathbf{w}_{cd} s_{cd} + \sum_{\substack{(l,m) \in \Lambda(c,d) \\ (l,m) \neq (c,d) \\ (l,m) \neq (x,y)}} \sqrt{p} \left(\mathbf{h}_{lxy}^T - \mathbf{h}_{cxy}^T \frac{\text{diag}\{\hat{\mathbf{h}}_{lcd}\}}{\text{diag}\{\hat{\mathbf{h}}_{ccd}\}} \right) \mathbf{w}_{lm} s_{lm} \\
 &+ \sqrt{p} \mathbf{h}_{exy}^T \mathbf{w}_{ef} s_{ef} + \sum_{\substack{(l,m) \in \Lambda(e,f) \\ (l,m) \neq (e,f)}} \sqrt{p} \left(\mathbf{h}_{lxy}^T - \mathbf{h}_{exy}^T \frac{\text{diag}\{\hat{\mathbf{h}}_{lef}\}}{\text{diag}\{\hat{\mathbf{h}}_{eef}\}} \right) \mathbf{w}_{lm} s_{lm} + n_{xy} \quad (15)
 \end{aligned}$$

同样, 根据表达式(15)可得在使用NMRC和NZF预编码方案下非目标用户 (x, y) 的SINR和频谱效率, 分别为定理3和定理4。

定理3 对于NMRC预编码方案, 非目标用户 (x, y) 的SINR和频谱效率分别为

$$\text{SINR}_{xy}^{nmrc} = \frac{\sum_{\substack{(r,t) \in \Lambda(x,y) \\ (r,t) \neq (x,y)}} \beta_{xrt} + \frac{\sigma^2}{p}}{1 + \frac{\beta_{xxy}}{I_{16} + I_{17} + I_{18} + I_{19} + I_{20} + I_{21} + \frac{\sigma^2}{p}}} \quad (16)$$

$$E_{xy}^{nmrc} = ((Q - P)/Q) \times (\log_2(1 + \text{SINR}_{xy}^{nmrc})) \quad (17)$$

$$\text{其中, } I_{16} = \frac{\beta_{axy} \left(\sum_{(r,t) \in \Lambda(a,b)} \beta_{art} + \frac{\sigma^2}{p} \right)}{\beta_{aab}^2}, \quad I_{17} = \frac{\beta_{cxy} \left(\sum_{(r,t) \in \Lambda(c,d)} \beta_{crt} + \frac{\sigma^2}{p} \right)}{\beta_{ccd}^2}, \quad I_{18} =$$

$$\frac{\beta_{exy} \left(\sum_{(r,t) \in \Lambda(e,f)} \beta_{ert} + \frac{\sigma^2}{p} \right)}{\beta_{eef}^2}, \quad I_{19} = \sum_{\substack{(l,m) \in \Lambda(a,b) \\ (l,m) \neq (a,b)}} \left(\frac{\beta_{lxy} \left(\sum_{(r,t) \in \Lambda(l,m)} \beta_{lrt} + \frac{\sigma^2}{p} \right)}{\beta_{llm}^2} - \frac{\beta_{axy}\beta_{lab}}{\beta_{llm}\beta_{aab}} \right), \quad I_{20} = \sum_{\substack{(l,m) \in \Lambda(c,d) \\ (l,m) \neq (c,d) \\ (l,m) \neq (x,y)}} \left(\frac{\beta_{lxy} \left(\sum_{(r,t) \in \Lambda(l,m)} \beta_{lrt} + \frac{\sigma^2}{p} \right)}{\beta_{llm}^2} - \frac{\beta_{cxy}\beta_{lcd}}{\beta_{llm}\beta_{ccd}} \right), \quad I_{21} = \sum_{\substack{(l,m) \in \Lambda(e,f) \\ (l,m) \neq (e,f)}} \left(\frac{\beta_{lxy} \left(\sum_{(r,t) \in \Lambda(l,m)} \beta_{lrt} + \frac{\sigma^2}{p} \right)}{\beta_{llm}^2} - \frac{\beta_{exy}\beta_{lef}}{\beta_{llm}\beta_{eef}} \right).$$

定理4 对于NZF预编码方案，非目标用户(x,y)的SINR和频谱效率分别为

$$\text{SINR}_{xy}^{nzf} = \frac{M\beta_{xxy}^2 \left[\frac{\sqrt{\pi}(2M - 2K + 1)!!}{2^{(M-K+1)}} \right]^2}{[(M - K)!]^2 \left(\sum_{(r,t) \in \Lambda(x,y)} \beta_{xrt} + \frac{\sigma^2}{p} \right)} \frac{\sigma^2}{\sum_{\substack{(l,m) \in \Lambda(a,b) \\ (l,m) \neq (a,b)}} (K - 1)\beta_{lik} + \sum_{\substack{(l,m) \in \Lambda(e,f) \\ (l,m) \neq (e,f)}} (K - 1)\beta_{lik} + I_{22} + I_{23} + I_{24} + I_{25} + \frac{\sigma^2}{p}} \quad (18)$$

$$E_{xy}^{nzf} = ((Q - P)/Q) \times (\log_2(1 + \text{SINR}_{xy}^{nzf})) \quad (19)$$

其中，
$$I_{22} = \frac{M\beta_{axy} \left(\sum_{\substack{(r,t) \in \Lambda(a,b) \\ (r,t) \neq (a,b)}} \beta_{art} + \frac{\sigma^2}{p} \right)}{\sum_{(r,t) \in \Lambda(a,b)} \beta_{art} + \frac{\sigma^2}{p}}, \quad I_{23} = \frac{M\beta_{cxy} \left(\sum_{\substack{(r,t) \in \Lambda(c,d) \\ (r,t) \neq (c,d)}} \beta_{crt} + \frac{\sigma^2}{p} \right)}{\sum_{(r,t) \in \Lambda(c,d)} \beta_{crt} + \frac{\sigma^2}{p}},$$

$$I_{24} = \frac{M\beta_{exy} \left(\sum_{\substack{(r,t) \in \Lambda(e,f) \\ (r,t) \neq (e,f)}} \beta_{ert} + \frac{\sigma^2}{p} \right)}{\sum_{(r,t) \in \Lambda(e,f)} \beta_{ert} + \frac{\sigma^2}{p}}, \quad I_{25} = \sum_{\substack{(l,m) \in \Lambda(c,d) \\ (l,m) \neq (c,d) \\ (l,m) \neq (x,y)}} (K - 1) \left(\beta_{lxy} - \frac{2\beta_{lxy}\beta_{lcd}\beta_{cxy}}{\beta_{ccd}} + \frac{\beta_{cxy}^2\beta_{lcd}^2}{\beta_{ccd}^2} \right).$$

3.3 MRC和ZF的性能分析

为了验证新提出的两种预编码方案的性能，需要与传统的预编码方案作对比，通过理论分析分别得到了在第2节所述的系统模型下的MRC和ZF预编码方案的目标用户(a,b)的SINR和频谱效率。目标用户(a,b)的接收信号为

$$r_{ab}^{tra} = \sqrt{p}\mathbf{h}_{aab}^T \mathbf{w}_{ab}s_{ab} + \sum_{\substack{(l,m) \in \Lambda(a,b) \\ (l,m) \neq \Lambda(a,b)}} \sqrt{p}\mathbf{h}_{lab}^T \mathbf{w}_{lm}s_{lm} + \sum_{(l,m) \in \Lambda(c,d)} \sqrt{p}\mathbf{h}_{lab}^T \mathbf{w}_{lm}s_{lm} + \sum_{(l,m) \in \Lambda(e,f)} \sqrt{p}\mathbf{h}_{lab}^T \mathbf{w}_{lm}s_{lm} + n_{ab} \quad (20)$$

根据式(20)可得目标用户(a,b)在传统的MRC预编码方案和传统的ZF预编码方案下的SINR和频谱效率，分别为定理5和定理6。

定理5 对于传统的MRC预编码方案, 目标用户(a, b)的SINR和频谱效率分别为

$$\text{SINR}_{ab}^{tmrc} = \frac{1 + \frac{\sum_{\substack{(r,t) \in \Lambda(a,b) \\ (r,t) \neq (a,b)}} \beta_{art} + \frac{\sigma^2}{p}}{\beta_{aab}}}{I_{10} + I_{11} + I_{12} + \frac{\sigma^2}{p}} \quad (21)$$

$$E_{ab}^{tmrc} = ((Q - P)/Q) \times (\log_2(1 + \text{SINR}_{ab}^{tmrc})) \quad (22)$$

其中,
$$I_{10} = \sum_{\substack{(l,m) \in \Lambda(a,b) \\ (l,m) \neq (a,b)}} \frac{\beta_{lab} \left(\sum_{(r,t) \in \Lambda(l,m)} \beta_{lrt} + \frac{\sigma^2}{p} \right)}{\beta_{llm}^2}, \quad I_{11} = \sum_{(l,m) \in \Lambda(c,d)} \frac{\beta_{lab} \left(\sum_{(r,t) \in \Lambda(l,m)} \beta_{lrt} + \frac{\sigma^2}{p} \right)}{\beta_{llm}^2},$$

$$I_{12} = \sum_{(l,m) \in \Lambda(e,f)} \frac{\beta_{lab} \left(\sum_{(r,t) \in \Lambda(l,m)} \beta_{lrt} + \frac{\sigma^2}{p} \right)}{\beta_{llm}^2}.$$

定理6 对于传统的ZF预编码方案, 目标用户(a, b)的SINR和频谱效率分别为

$$\text{SINR}_{ab}^{tzf} = \frac{\frac{\beta_{aab}^2 \left[\frac{\sqrt{\pi}(2M - 2K + 1)!!}{2^{(M-K+1)}} \right]^2}{[(M - K)!]^2 \left(\sum_{(r,t) \in \Lambda(a,b)} \beta_{art} + \frac{\sigma^2}{p} \right)}}{I_{13} + I_{14} + I_{15} + \frac{\sigma^2}{pM}} \quad (23)$$

$$E_{ab}^{tzf} = ((Q - P)/Q) \times (\log_2(1 + \text{SINR}_{ab}^{tzf})) \quad (24)$$

其中,
$$I_{13} = \sum_{\substack{(l,m) \in \Lambda(a,b) \\ (l,m) \neq (a,b)}} \frac{(K-1)\beta_{lab} \left(\sum_{\substack{(r,t) \in \Lambda(l,m) \\ (r,t) \neq (l,m)}} \beta_{lrt} + \frac{\sigma^2}{p} \right)}{\sum_{(r,t) \in \Lambda(l,m)} \beta_{lrt} + \frac{\sigma^2}{p}}, \quad I_{14} = \sum_{(l,m) \in \Lambda(c,d)} \frac{(K-1)\beta_{lab} \left(\sum_{\substack{(r,t) \in \Lambda(l,m) \\ (r,t) \neq (l,m)}} \beta_{lrt} + \frac{\sigma^2}{p} \right)}{\sum_{(r,t) \in \Lambda(l,m)} \beta_{lrt} + \frac{\sigma^2}{p}},$$

$$I_{15} = \sum_{(l,m) \in \Lambda(e,f)} \frac{(K-1)\beta_{lab} \left(\sum_{\substack{(r,t) \in \Lambda(l,m) \\ (r,t) \neq (l,m)}} \beta_{lrt} + \frac{\sigma^2}{p} \right)}{\sum_{(r,t) \in \Lambda(l,m)} \beta_{lrt} + \frac{\sigma^2}{p}}.$$

同样为了了解新的预编码对任意非目标用户(x, y)性能的影响, 需要推导出使用传统预编码时非目标用户(x, y)表达式与之对比。因为传统的MRC和ZF预编码对目标用户(a, b)和非目标用户(x, y)的分析是一样的, 所以非目标用户(x, y)的SINR和频谱效率的分析我们将不再赘述。

4 仿真结果

在本节中, 通过仿真结果验证上述两种预编码

方案NMRC和NZF对目标用户(a, b)、非目标用户(x, y)的信噪比和频谱效率的影响, 同时在仿真过程中假设信号均为二进制PAM信号, 则误码率 $P = Q\sqrt{2\text{SINR}}$ [17,18], 进行对新的预编码方案的误码率性能的仿真, 并与传统的预编码方案MRC和ZF的性能进行比较。

仿真条件参数设置为发送天线数 $M=100$, 用户数 $L=12$, 发送数据总长度 $Q=30$, 导频数 $P=3$, 假设导频发射功率为 p_p 与下行链路数据发射功率

p 相等, 即 $p_p = p = 10W$, 噪声方差 $\sigma^2 = 1$ 。用户 (i, k) 与基站 l 之间的信道为 $\mathbf{h}_{lik} = \sqrt{\beta_{lik}}\mathbf{g}_{lik}$, 其中大尺度衰落系数 $\beta_{lik} = \frac{1}{(d_{lik})^\nu}$, 其中 d_{lik} 表示第 i 小区内第 k 个用户到基站 l 的距离, 用户的位置随机生成, 设置路径损耗指数 $\nu = 4$ 。小尺度衰落矢量 $\mathbf{g}_{lik} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 服从均值为0、方差为1的圆对称复高斯分布, 即 $\mathbf{g}_{lik} \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{I}_M)$ 。

图2是不同预编码方案下目标用户 (a, b) 的信干噪比随发射功率的变化情况。由图可知, 随着发射功率的增强, 采用不同预编码方案的用户的信干噪比性能均随之上升。此外, 在发射功率一定的情况下, NZF的性能优于ZF, NMRC的性能优于MRC, 说明本文所提出的两种预编码方案可以有效提高下行链路性能。由于导频污染较大, 随着发射功率的增强, MRC和ZF的性能均趋向于直线, 相比之下NMRC和NZF可以降低导频污染对系统下行链路的SINR的不良影响。图2(b)中, 我们通过调整目标用户 (a, b) 到基站 a 的距离 d_{aab} , 设置目标用户位于小区边缘的情况。首先与图2(a)相比可知, 当目标用户为小区边缘用户时, 不同预编码方案的信干噪比性能均不如一般场景。其次, 在此场景下, 本

文提出的两种新预编码方案的性能依旧均优于传统预编码方案。

图3(a)是不同预编码方案下目标用户 (a, b) 的误码率随发射功率的变化情况。首先, 随着发射功率的增强, 采用不同预编码方案的目标用户的误码率均随之下降, 其中ZF预编码方案和NZF方案均趋近于理想状态。其次, 在发射功率一定的情况下, 尤其是发射功率小时, 两种新的预编码方案相较于两种传统预编码方案分别体现了误码率性能上的优势。

图3(b)是不同预编码方案下目标用户 (a, b) 的频谱效率随发射功率的变化情况。第一, 随着发射功率的增强, 采用不同预编码方案的用户的频谱效率均随之上升。第二, 在发射功率一定的情况下, NZF的性能优于ZF, NMRC的性能优于MRC。第三, 与图2类似, 随着发射功率增大, 导频污染的增强导致MRC和ZF的性能均趋向于直线, 而NMRC和NZF可以降低导频污染对系统下行链路的频谱效率的不良影响。

图4(a)是不同预编码方案下目标用户 (a, b) 的信干噪比随噪声方差的变化情况。由图可知, 随着噪声方差的增加, 目标用户的信干噪比随之减小,

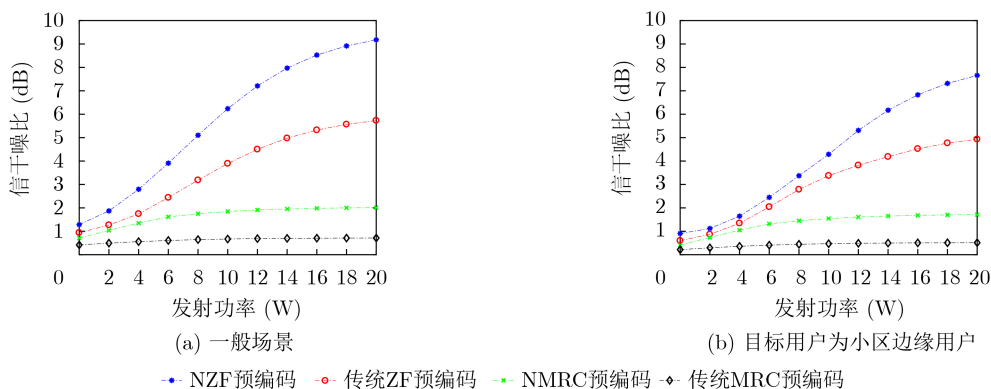


图2 不同预编码方案下目标用户 (a, b) 的信干噪比随发射功率的变化情况

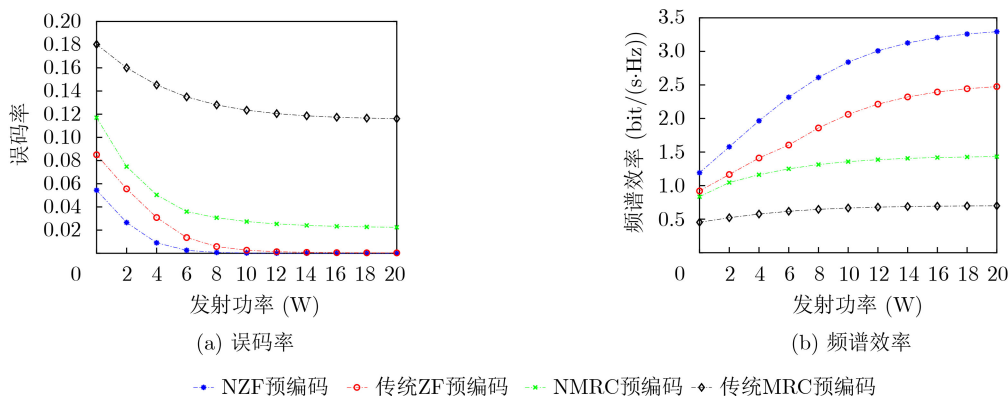


图3 不同预编码方案下目标用户 (a, b) 的性能随发射功率的变化

且在噪声方差一定的情况下, NZF和NMRC的性能分别优于传统预编码ZF和MRC。此外, 由于噪声影响的不断增强, 4种预编码方案的性能趋于一致。

图4(b)是不同预编码方案下目标用户(a,b)的频谱效率随噪声方差的变化情况。由图可知, 随着噪声方差的增强, 用户的频谱效率逐渐下降, 同时在噪声方差一定的情况下, NZF的性能优于ZF, NMRC的性能优于MRC。

此外, 为了验证新提出的预编码方案对非目标用户的性能影响, 本文还对随机选取的非目标用户(x,y)的相关性能进行了仿真分析。图5是不同预编码方案下非目标用户(x,y)的信干噪比随发射功率的变化情况。由图可知, 随着发射功率的增加, 非目标用户的信干噪比也随之增加, 且在发射功率一定的情况下, NZF的性能优于ZF, NMRC的性能优于MRC。与图2相比, 非目标用户的信干噪比提升没有目标用户明显, 但是与传统MRC、ZF预编码相比, SINR依旧展现了优势。由图5(b)可知, 当非目标用户位于小区边缘时, 不同预编码方案下的信干噪比均小于一般场景下的信干噪比, 同时新的预编码方案依旧体现了相较于传统预编码方

案的优势。因此, 新提出的预编码方案在提升目标用户信干噪比性能的同时, 也提高了非目标用户的信干噪比性能。

图6(a)是不同预编码方案下非目标用户(x,y)的误码率随发射功率的变化情况。与图3(a)类似的是, 随着发射功率的增强, 采用不同预编码方案的非目标用户的误码率均随之下降。其中ZF预编码方案和NZF方案随着功率的增强, 误码率均趋近于理想状态。在发射功率一定的情况下, 尤其是发射功率小时, 两种新的预编码方案相较于两种传统预编码方案分别体现了误码率性能上的优势。结合图3(a)可知, 两种新的预编码方案相对于传统的预编码方案同时降低了目标用户和非目标用户的误码率。

图6(b)是不同预编码方案下非目标用户(x,y)的频谱效率随发射功率的变化情况。由图可知, 随着发射功率的增加, 用户的频谱效率也随之上升。在发射功率一定的情况下, NZF的性能优于ZF, NMRC的性能优于MRC。结合图3(b)可知, 新的预编码方案在提升目标用户的频谱效率的同时, 对非目标用户的频谱效率也有一定的提高。

图7(a)是不同预编码方案下非目标用户(x,y)的信干噪比随噪声方差的变化情况。由图可知, 随着

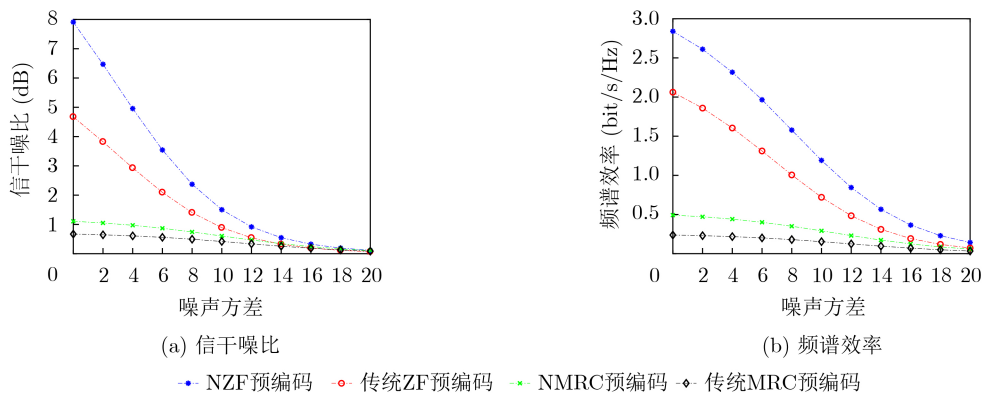


图 4 不同预编码方案下目标用户(a,b)的性能随噪声方差的变化

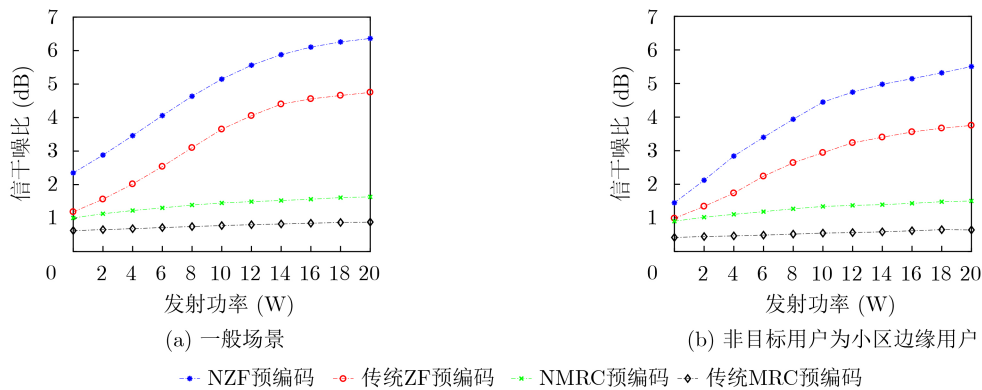
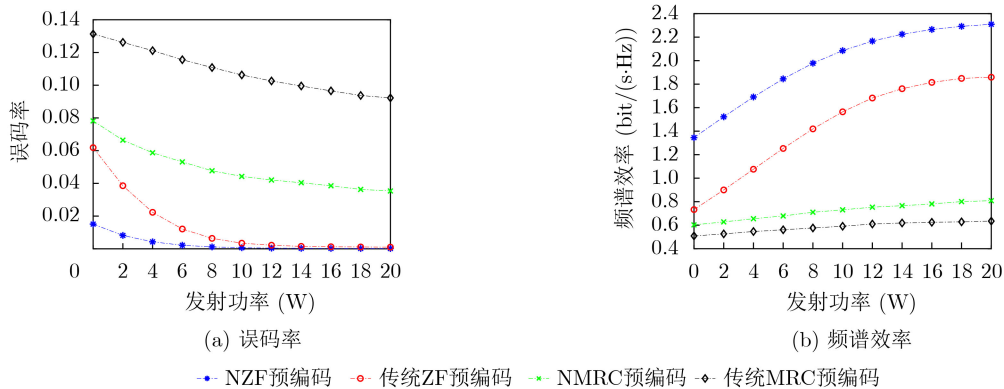
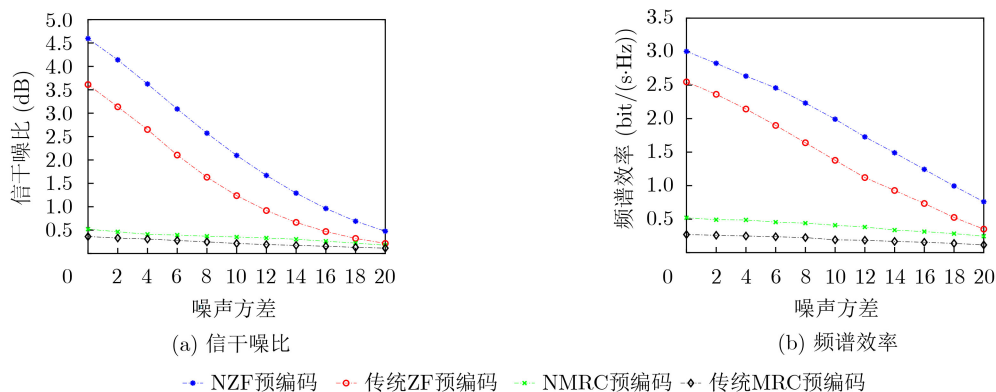


图 5 不同预编码方案下非目标用户(x,y)的信干噪比随发射功率的变化

图6 不同预编码方案下非目标用户 (x,y) 的性能随发射功率的变化图7 不同预编码方案下非目标用户 (x,y) 的性能随噪声方差的变化

噪声方差的增加,用户的信干噪比随之减小,且在噪声方差一定的情况下,NZF和NMRC的性能分别优于传统预编码ZF和MRC。图7(b)是不同预编码方案下非目标用户 (x,y) 的频谱效率随噪声方差的变化情况,由图可知,随着噪声方差的增加,用户的频谱效率逐渐减少。同时可以看出在噪声方差一定的情况下,NZF的性能优于ZF,NMRC的性能优于MRC。图7与图4相比,非目标用户的性能提升没有目标用户明显,但是新的预编码方案与传统预编码方案相比依旧展现了性能上的优势。

从上面分别对目标用户 (a,b) 和其他用户 (x,y) 进行的仿真分析可以看出,新提出的预编码方法不仅可以有效地提高目标用户的SINR和频谱效率,还可以使其他用户的性能有一定的提升。这验证了理论分析中所提,由于预先减去同一导频分组的用户的信号和,减少导频污染带来的影响,预编码NMRC和NZF与传统MRC和ZF预编码相比,可以在不增加运算复杂度的情况下,提高系统下行链路性能。

5 结论

本文在已知上行导频分配的情况下,提出两种新的下行预编码NZF和NMRC,分析比较了新的

预编码与传统预编码的性能,并得到在不同预编码方案下目标用户 (a,b) 和非目标用户 (x,y) 的下行链路信干噪比和频谱效率表达式。

仿真结果表明,在噪声方差一定的情况下,随着发射功率的增加,用户的信干噪比和频谱效率随之增加,误码率随之降低,新的预编码NZF和NMRC的性能分别优于传统的ZF和MRC预编码。当发射功率一定时,随着噪声方差的增加,用户的信干噪比和频谱效率随之减小,NZF和NMRC的性能依然分别优于传统的ZF和MRC预编码。同时我们还仿真比较了新的预编码方案对非目标用户性能的影响,结果表明非目标用户的SINR和频谱效率也有一定的性能提高。综上所述,新的预编码NZF和NMRC与传统预编码相比,可以在不增加运算复杂度的情况下,提高系统下行链路的性能。

参考文献

- [1] CHEN Zhilin, SOHRABI F, and YU Wei. Multi-cell sparse activity detection for massive random access: Massive MIMO versus cooperative MIMO[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019, 18(8): 4060–4074. doi: 10.1109/TWC.2019.2920823.
- [2] NGO H Q, LARSSON E G, and MARZETTA T L. Energy

- and spectral efficiency of very large multiuser MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2013, 61(4): 1436–1449. doi: [10.1109/TCOMM.2013.020413.110848](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2013.020413.110848).
- [3] ATZENI I, ARNAU J, and DEBBAH M. Fractional pilot reuse in massive MIMO systems[C]. 2015 IEEE International Conference on Communication Workshop (ICCW), London, UK, 2015: 1030–1035.
- [4] ZHI Hui and DING Xiaoguang. Pilot allocation scheme based on coalition game for TDD massive MIMO systems[J]. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2019, 2019: 60. doi: [10.1186/s13638-019-1372-x](https://doi.org/10.1186/s13638-019-1372-x).
- [5] GAO He, ZHANG Tiankui, FENG Chunyan, *et al.* Clustering based pilot allocation algorithm for mitigating pilot contamination in massive MIMO systems[C]. 2018 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), Kyoto, Japan, 2018: 878–880.
- [6] SRINIVAS B, MAWATWAL K, SEN D, *et al.* An iterative semi-blind channel estimation scheme and uplink spectral efficiency of pilot contaminated one-bit massive MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2019, 68(8): 7854–7868. doi: [10.1109/TVT.2019.2926037](https://doi.org/10.1109/TVT.2019.2926037).
- [7] GONG Zijun, LI Cheng, and JIANG Fan. Pilot decontamination in noncooperative massive MIMO cellular networks based on spatial filtering[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019, 18(2): 1419–1433. doi: [10.1109/TWC.2019.2892775](https://doi.org/10.1109/TWC.2019.2892775).
- [8] NEUPANE K, HADDAD R J, and MOORE D L. Secrecy analysis of massive MIMO systems with MRT precoding using normalization methods[C]. SoutheastCon 2018, Petersburg, Russia, 2018: 1–6.
- [9] CHEN Xihan, LIU An, CAI Yunlong, *et al.* Randomized two-timescale hybrid precoding for downlink multicell massive MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2019, 67(16): 4152–4167. doi: [10.1109/TSP.2019.2926017](https://doi.org/10.1109/TSP.2019.2926017).
- [10] CHEN J C. Efficient constant envelope precoding with quantized phases for massive MU-MIMO downlink systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2019, 68(4): 4059–4063. doi: [10.1109/TVT.2019.2898902](https://doi.org/10.1109/TVT.2019.2898902).
- [11] LI Xueru, BJORNSSON E, LARSSON E G, *et al.* A multi-cell MMSE precoder for massive MIMO systems and new large system analysis[C]. 2015 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), San Diego, USA, 2015: 1–6.
- [12] ZAYANI R, SHAÏEK H, and ROVIRAS D. Efficient precoding for massive MIMO downlink under PA nonlinearities[J]. *IEEE Communications Letters*, 2019, 23(9): 1611–1615. doi: [10.1109/LCOMM.2019.2924001](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2019.2924001).
- [13] REN Yuwei, XU Guixian, WANG Yingmin, *et al.* Low-complexity ZF precoding method for downlink of massive MIMO system[J]. *Electronics Letters*, 2015, 51(5): 421–423. doi: [10.1049/el.2014.3602](https://doi.org/10.1049/el.2014.3602).
- [14] KHANSEFID A and MINN H. Achievable downlink rates of MRC and ZF precoders in massive MIMO with uplink and downlink pilot contamination[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2015, 63(12): 4849–4864. doi: [10.1109/TCOMM.2015.2482965](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2015.2482965).
- [15] JOSE J, ASHIKHMIN A, MARZETTA T L, *et al.* Pilot contamination and precoding in multi-cell TDD systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2011, 10(8): 2640–2651. doi: [10.1109/TWC.2011.060711.101155](https://doi.org/10.1109/TWC.2011.060711.101155).
- [16] JU Meiyuan, XU Lu, JIN Lu, *et al.* Data aided channel estimation for massive MIMO with pilot contamination[C]. 2017 IEEE International Conference on Communications (ICC), Paris, France, 2017: 1–6.
- [17] ZHI Hui and HU Yanjun. Novel multi-cell precoding schemes for TDD massive MIMO systems[J]. *Wireless Personal Communications*, 2017, 97(4): 6111–6129. doi: [10.1007/s11277-017-4829-4](https://doi.org/10.1007/s11277-017-4829-4).
- [18] PROAKIS J G, 著. 张力军, 张宗橙, 郑宝玉, 等译. 数字通信[M]. 4版. 北京: 电子工业出版社, 2003: 186–187. PROAKIS J G, Write. ZHANG Lijun, ZHANG Zongcheng, ZHENG Baoyu, *et al.*, translation. *Digital Communications*[M]. 4th ed. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2003: 186–187.
- 智慧: 女, 1984年生, 讲师, 研究方向为大规模MIMO、协作通信和无线传感器网络等。
- 黄子菊: 女, 1994年生, 硕士生, 研究方向为大规模MIMO、第五代(5G)移动通信系统。
- 查煜坤: 男, 1996年生, 硕士生, 研究方向为协作计算、区块链、移动边缘计算, 物联网。
- 王飞跃: 男, 1989年生, 硕士生, 研究方向为无线中继网络、协作通信、大规模MIMO。

责任编辑: 陈倩