

# 下行时间反转非正交多址接入系统的设计与优化

雷维嘉<sup>1,2</sup>, 张 钊<sup>1,2</sup>, 雷宏江<sup>1,2</sup>, 谢显中<sup>3</sup>

(1. 重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065; 2. 重庆邮电大学移动通信技术重庆市重点实验室, 重庆 400065;  
3. 重庆邮电大学研究生院, 重庆 400065)

**摘要:** 针对时间反转多址接入系统在用户相关性较大时, 用户间干扰严重, 导致系统和速率下降问题, 提出一种将时间反转多址接入技术与功率域非正交多址接入技术相结合的下行多址系统方案. 将相关性较高的用户分为一组, 组内用户符号采用非正交叠加传输的方式, 不同用户组的符号采用时间反转滤波器进行预处理, 实现多用户符号的同时同频传输. 给出了一种用户分组算法, 进一步在用户最小速率和基站的总发送功率约束下, 采用迭代信干噪比注水算法优化用户的发送功率以最大化系统和速率. 仿真结果表明, 本文方案在配备单根发送天线、预滤波器采用迫零准则设计时高发送功率下的系统和速率比常规的时间反转多址接入方案约高30%; 天线数目越多, 性能优势越明显.

**关键词:** 时间反转; 非正交多址; 功率分配; 用户分组; 多用户

**基金项目:** 国家自然科学基金(No.61971080)

**中图分类号:** TN918

**文献标识码:** A

**文章编号:** 0372-2112(2023)03-0601-12

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.12263/DZXB.20211012

## Design and Optimization of Downlink Time Reversal Non-Orthogonal Multiple Access System

LEI Wei-jia<sup>1,2</sup>, ZHANG Yue<sup>1,2</sup>, LEI Hong-jiang<sup>1,2</sup>, XIE Xian-zhong<sup>3</sup>

(1. School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China; 2. Chongqing Key Laboratory of Mobile Communications Technology, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China;  
3. Graduate School of Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

**Abstract:** The sum rate of the time-reversal division multiple access (TRDMA) system decreases due to the severe inter-user interference when the users' channels have high correlation. To solve the problem, a downlink multiple access scheme combining TRDMA with the power domain non-orthogonal multiple access (NOMA) is proposed. The users with high channel correlation are grouped into a cluster. The symbols of the users in the same cluster are superimposed. The symbols of each cluster are pre-processed by its own time-reversal pre-filter. A clustering algorithm is presented. To maximize the sum rate of the system, the iterative SINR water-filling algorithm is used to optimize the transmission power of the users' symbols under the constraints of the minimum rate of each user and the total power. The simulation results show that the sum rate of the proposed scheme is about 30% higher than that of the TRDMA scheme at high transmission power when one transmitting antenna is installed and the prefilter is designed according to the zero forcing criterion. The more the number of antennas, the more obvious the performance advantage.

**Key words:** time reversal; non-orthogonal multiple access; power allocation; user clustering; multi-user

**Foundation Item(s):** National Natural Science Foundation of China (No.61971080)

## 1 引言

在无线通信系统中, 由于反射、散射和衍射等多样性的传播形式, 发送机发送的电磁波会沿着多条不同长度的路径传播, 接收机接收到的信号是经不同路径

传输信号的叠加, 导致信号的随机衰落和符号间干扰 (Inter-Symbol Interference, ISI). 传输速率越高、信号带宽越宽, ISI的影响越严重, 使得高速宽带通信在技术上有很大的挑战性. 多载波调制技术或者接收均衡技术

是减轻 ISI 的主要手段,但会增加终端设备的复杂性。

传统上,多径传输是不利于通信的,但从另一个角度看却也是可以加以利用的。时间反转(Time Reversal, TR)传输技术是一种利用无线信道中的多径效应来实现信号在时空域上能量聚焦的技术。TR 系统中,发送的信号先经过预处理滤波器的处理后再送入信道,预处理滤波器的传输函数为进行时间反转、相位共轭变换后的信道脉冲响应(Channel Impulse Response, CIR)。文献[1]验证了宽带无线通信系统中 TR 技术的时空聚焦特性,证明了基于 TR 的传输系统可以降低用户间干扰(Inter-user Interference, IUI)。文献[2]推导了瑞利衰落信道下 TR 通信系统中接收机信噪比的概率密度函数和累积分布函数,结果表明 ISI 随上采样因子的增大而减小,分集增益随路径数的增加而增大。文献[3]讨论了一种基于时间反转多址接入(Time-Reversal Division Multiple Access, TRDMA)概念的多用户下行通信系统,利用每个用户信道多径传播的唯一性,将多径信道系数作为用户特定签名来分离不同用户的信号,实现多用户传输,并分别从平均有效信干噪比、可达和速率等方面对 TRDMA 系统的性能进行了分析。文献[4]进一步分析了 TRDMA 系统的大规模多径效应和可达速率,表明 TRDMA 系统即使发送端只配备单根天线也可以获得类似于多发射天线系统的传输特性。文献[5]从计算复杂度、和速率等方面对 TRDMA 系统与正交频分复用系统进行比较,结果表明基于 TR 的宽带通信系统是低复杂度、高吞吐量通信的理想解决方案。文献[6]研究了时间反转多用户下行通信系统中加权和速率的优化问题,提出了迭代信干噪比(Signal to Interference plus Noise Ratio, SINR)注水功率分配方案,首先为每个用户分配 SINR,使加权和速率最大化,然后基于分配的 SINR,确定分配给每个用户的功率。

非正交多址接入(Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA)技术被认为是未来通信系统中一种很有前途的多址方案<sup>[7]</sup>。通过在发送端使用叠加调制并在接收端采用连续干扰消除(Successive Interference Cancellation, SIC)技术进行解调,NOMA 可以获得比使用传统正交多址接入(Orthogonal Multiple Access, OMA)技术更大的接入规模和更高的频谱效率。文献[8]的研究表明在蜂窝系统中,NOMA 能够获得比 OMA 更高的遍历和速率,并且在选择合适的服务质量和功率分配系数的情况下,NOMA 能够获得更好的中断性能。文献[9]分析了用户分组对 NOMA 系统性能的影响,表明应用 NOMA 技术可以获得比传统多址接入技术更高的和速率,且优势与组内两个用户的信道质量差异程度有关。文献[8,9]的研究结果表明功率分配和用户分组是决定 NOMA 系统性能的重要因素。针对多用户 NOMA 系

统,文献[10]研究了多输入多输出系统中基于用户信道相关性和增益差的分组算法,为了减少算法复杂度,先筛选出信道相关性大于阈值的用户组合,然后再根据增益差确定用户分组。文献[11]研究了多输入单输出系统中基于用户信道相关性和增益差的贪婪分组算法,与文献[9]所提算法的不同之处在于,该算法通过将多个目标函数加权求和得到单目标函数,再进行优化问题的求解。文献[12]针对多载波 NOMA 下行链路的系统能量效率优化问题,提出了一种基于改进粒子群算法的功率分配策略。文献[13]提出了一种下行毫米波 NOMA 系统的功率分配算法,以提高系统和速率为目标,对各用户的发送功率进行优化。文献将原优化问题分解为组间功率分配和组内功率分配两个子问题,给出了组内用户功率分配问题的闭式解,在此基础上,进一步将组间功率分配问题转化为凸问题并求解。

信道的路径数越多,经 TR 预处理后的信号可获得更大的能量增益,空时聚焦效应也越明显。TRDMA 多址技术是利用多径信道传播的唯一性实现多用户的同时同频传输,适用于宽带系统或环境散射物较多、多径数量较多的场景。由于 TRDMA 是依靠用户间信道特性的差异实现用户信号的分离,IUI 的强度严重依赖于用户间信道的相关性。相关性较低时,IUI 较小,TRDMA 的性能较好,而相关性较高时性能较差,制约了 TRDMA 技术的应用。目前可检索到关于 TRDMA 系统研究的相关文献中,大多数文献是基于用户信道不相关的假设进行系统的性能分析(如有效 SINR 和可达和速率等)和发送滤波器的优化设计。在实际应用中,当用户之间距离较近,或环境散射物较少时,用户信道之间的相关性较高。文献[14]通过仿真证明了空间相关性越大,IUI 越严重,系统容量越小。功率域 NOMA 技术是基于功率复用的多址技术,多个用户的信号是通过分配不同的功率进行区分,可用于用户空间相关性高的场合。鉴于此,本文对高用户相关性下的 TRDMA 系统中结合使用 NOMA 技术的方案进行研究,对用户分组和功率分配进行优化,以提高系统的容量。本文的主要创新有:(1) 本文针对系统中部分用户存在高相关性的场景,贴近于实际的通信场景和应用;(2) 本文设计了联合采用 NOMA 技术和 TR 技术的多用户下行多址接入方案,设计了基于用户信道相关性和增益差的用户分组算法,并在发送总功率和用户最小传输速率的约束下对各用户信号的发送功率进行优化分配,相比较常规的 TRDMA 方案,性能提升明显;(3) 功率分配的优化问题是一个非凸问题,本文通过将功率分配问题转换成 SINR 分配问题,再对每个用户的信号功率分配进行迭代求解,相比较其他文献中处理类似问题时,先将非凸优化问题转换为凸优化问题后再采用 cvx 工具

箱求解的方法,复杂度更低.

## 2 系统模型

本文先考虑单天线发送机的多用户下行时间反转非正交多址接入(Time Reversal Non-Orthogonal Multiple Access, TR-NOMA)系统,然后再将方案推广到多发送天线的情况.单天线时的系统模型如图1所示.

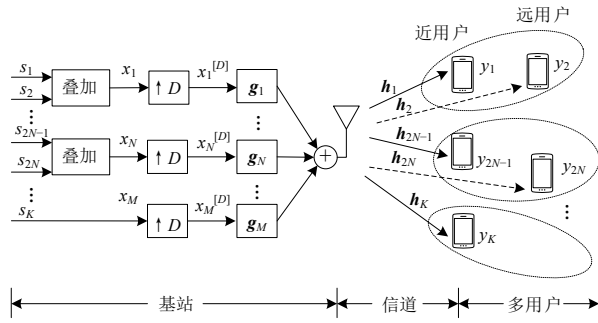


图1 多用户下行TR-NOMA系统

系统中有  $K$  个用户,基站和每个用户均配备单根天线.基站与第  $k$  个用户之间的信道脉冲响应为

$$h_k[m] = \sum_{l=0}^{L-1} h_{k,l} \delta[m-l] \quad (1)$$

其中,  $L$  为信道脉冲响应的长度,也就是多径信道的路径数,  $\delta[\cdot]$  为单位脉冲函数,  $h_{k,l}$  表示用户  $k$  信道第  $l+1$  个路径的衰落系数.当信道为 Rayleigh 衰落信道时,信道系数  $h_{k,l}$  为循环对称复高斯随机变量,其均值为0,方差满足

$$E[|h_{k,l}|^2] = \eta_k e^{-\frac{lT_s}{\sigma_T}}, \quad (0 \leq l \leq L-1) \quad (2)$$

其中  $T_s$  表示系统的采样周期,  $\sigma_T$  为信道的均方延迟扩展,  $\eta_k$  表示用户  $k$  信道的大尺度衰落系数,即路径损耗的倒数.信道脉冲响应的矢量形式为  $\mathbf{h}_k = [h_{k,0} \ h_{k,1} \ \dots \ h_{k,L-1}]^T$ ,这里上标“T”表示矢量或矩阵的转置.将  $K$  个用户分成  $M$  个组(分组算法在第3节中讨论),每组中的用户数为1或2.假设前  $N$  个组每组的用户数为2,其余的  $K-2N$  个组每组的用户数为1,  $M=K-N$ .对于2个用户的组,根据路径损耗分别将两个用户称为近用户(损耗较小的用户,或称为强用户)和远用户(损耗较大的用户,或称为弱用户),不失一般性,近用户的序号为奇数,远用户的序号为偶数.记基站向  $K$  个用户传输的消息符号序列为  $\{s_1, s_2, \dots, s_K\}$ .分为一组的两个用户的符号采用非正交叠加的方式传输,而单独成组用户的符号独立传输.发送给第  $i$  组用户的符号序列  $\{x_i[m]\}$  可表示为

$$x_i[m] = \begin{cases} \sqrt{P_{2i-1}} s_{2i-1}[m] + \sqrt{P_{2i}} s_{2i}[m], & 1 \leq i \leq N \\ \sqrt{P_{N+i}} s_{N+i}[m], & N < i \leq M \end{cases} \quad (3)$$

其中,  $P_{2i-1}$  和  $P_{2i}$  分别为叠加传输的第  $i$  组中近用户和远用户信号的功率,  $P_{N+i}$  为单用户的第  $i$  组的用户信号的功率.

TR传输方式中,发送信号经过TR预处理后,接收信号中的ISI明显降低,但在宽带系统中仍然较为严重,通过在发送端提高符号序列的采样速率(即上采样)、在接收端进行下采样可减轻ISI.上采样因子  $D$  为采样率和符号波特率的比值.第  $i$  组用户的符号经过上采样后的序列为

$$x_i^{[D]}[m] = \begin{cases} x_i[m/D], & \text{mod}(m, D) = 0 \\ 0, & \text{mod}(m, D) \neq 0 \end{cases} \quad (4)$$

然后将上采样序列送入发送滤波器进行滤波.发送滤波器脉冲响应长度与路径数相同,即  $L$ .第  $i$  组用户信号的发送滤波器的脉冲响应为  $g_i[m] = \sum_{l=0}^{L-1} g_{i,l} \delta[m-l]$ ,矢量形式为  $\mathbf{g}_i = [g_{i,0} \ g_{i,1} \ \dots \ g_{i,L-1}]^T$ ,  $g_{i,l}$  为滤波器的第  $l+1$  ( $l=0, 1, \dots, L-1$ ) 个抽头系数.第  $i$  组发送滤波器的输出为上采样序列  $\{x_i^{[D]}[m]\}$  与  $\{g_i[m]\}$  的卷积.各发送滤波器输出叠加在一起由发送天线发送.经过多径信道传输,用户的接收信号为发送符号序列与信道脉冲响应的卷积,其中用户  $k$  的接收信号表示为

$$y_k^{[D]}[m] = \sum_{j=1}^M (x_j^{[D]} \otimes g_j \otimes h_k)[m] + \bar{n}_k[m] \quad (5)$$

其中“ $\otimes$ ”表示离散卷积,  $\bar{n}_k[m]$  是信道噪声,为均值为0、方差为  $\sigma^2$  的高斯白噪声序列.

用户  $k$  对接收信号进行下采样,即抽取  $D$  的整数倍序号的样值作为符号的采样值,得到

$$y_k[m] = \sum_{j=1}^M \sum_{l=-L_D+1}^{L_D-1} \sum_{n=0}^{L-1} (h_k[n] g_j[L-1-Dl-n]) x_j[m+l] + n_k[m] \quad (6)$$

其中,  $L_D = \lfloor \frac{L-1}{D} \rfloor + 1$ ,这里符号“ $\lfloor \cdot \rfloor$ ”表示向下取整,  $n_k[m] = \bar{n}_k[Dm]$  是均值为0、方差为  $\sigma^2$  的高斯白噪声.

记  $\tilde{\mathbf{H}}_k$  为一个  $(2L-1) \times L$  维的 Toeplitz 矩阵且第一列为  $[\mathbf{h}_k^T \ \mathbf{0}_{1 \times (L-1)}]^T$ ,其它列为第一列的移位,即

$$\tilde{\mathbf{H}}_k = \begin{bmatrix} h_k[0] & 0 & 0 & \dots & 0 \\ h_k[1] & h_k[0] & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ h_k[L-1] & h_k[L-2] & h_k[L-3] & \dots & h_k[0] \\ 0 & h_k[L-1] & h_k[L-2] & \dots & h_k[1] \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & h_k[L-1] \end{bmatrix} \quad (7)$$

用户  $k$  的等效信道矩阵  $\mathbf{H}_k$  为  $(2L_D-1) \times L$  维矩阵:

$$\mathbf{H}_k = \sum_{l=-L_D+1}^{L_D-1} \mathbf{e}_{2L_D-1, L_D+l} \mathbf{e}_{2L-1, L+1D}^T \tilde{\mathbf{H}}_k$$

$$= \begin{pmatrix} h_k[D-1] & h_k[D-2] & \cdots & h_k[0] & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ h_k[2D-1] & h_k[2D-2] & \cdots & \cdots & h_k[0] & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ h_k[L-1] & h_k[L-2] & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & h_k[0] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & h_k[L-1] & \cdots & \cdots & h_k[L-2D+1] & h_k[L-2D] \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & h_k[L-1] & \cdots & h_k[L-D+1] & h_k[L-D] \end{pmatrix} \quad (8)$$

其中,  $\mathbf{e}_{x,y}$  表示  $x \times x$  维单位矩阵的第  $y$  列. 等效矩阵的  $\mathbf{H}_k$  的第  $r$  行实际上就是矩阵  $\tilde{\mathbf{H}}_k$  的第  $r \times D$  行, 即  $\mathbf{H}_k$  是由  $\tilde{\mathbf{H}}_k$  的  $D$  的整数倍行组成的矩阵. 用  $\mathbf{h}_k^{(m)}$  表示等效信道矩阵  $\mathbf{H}_k$  的第  $m$  行的转置. 用户  $k$  等效信道矩阵  $\mathbf{H}_k$  的第  $L_D$  行  $\mathbf{h}_k^{(L_D)}$  就是用户  $k$  信道脉冲响应的时反转的转置, 即

$$\mathbf{h}_k^{(L_D)} = [h_k[L-1] \ h_k[L-2] \ \cdots \ h_k[0]]^T \quad (9)$$

下采样后的信号可分为有用信号、ISI、多组间干扰 (Multi Cluster Interference, MCI) 和噪声几部分, 对于组内有两个用户、采用非正交叠加传输的用户, 还包括组内干扰 (Intra Cluster Interference, ICI). 用户接收信号的表达式为

$$y_{2i-1}[m] = \underbrace{\left( \mathbf{h}_{2i-1}^{(L_D)} \right)^T \mathbf{g}_i \sqrt{P_{2i-1}} s_{2i-1}[m]}_{\text{期望信号}} + \underbrace{\sum_{\substack{l=-L_D+1 \\ l \neq 0}}^{L_D-1} \left( \mathbf{h}_{2i-1}^{(L_D+l)} \right)^T \mathbf{g}_i \sqrt{P_{2i-1}} s_{2i-1}[m+l]}_{\text{ISI}} + \underbrace{\sum_{l=-L_D+1}^{L_D-1} \left( \mathbf{h}_{2i-1}^{(L_D+l)} \right)^T \mathbf{g}_i \sqrt{P_{2i}} s_{2i}[m+l]}_{\text{ICI}} + \underbrace{n_{2i-1}[m]}_{\text{噪声}} + \underbrace{\sum_{l=-L_D+1}^{L_D-1} \left( \mathbf{h}_{2i-1}^{(L_D+l)} \right)^T \sum_{j=1, j \neq i}^M \mathbf{g}_j x_j[m+l]}_{\text{MCI}} \quad (10)$$

$$y_{2i}[m] = \underbrace{\left( \mathbf{h}_{2i}^{(L_D)} \right)^T \mathbf{g}_i \sqrt{P_{2i}} s_{2i}[m]}_{\text{期望信号}} + \underbrace{\sum_{\substack{l=-L_D+1 \\ l \neq 0}}^{L_D-1} \left( \mathbf{h}_{2i}^{(L_D+l)} \right)^T \mathbf{g}_i \sqrt{P_{2i}} s_{2i}[m+l]}_{\text{ISI}} + \underbrace{\sum_{l=-L_D+1}^{L_D-1} \left( \mathbf{h}_{2i}^{(L_D+l)} \right)^T \mathbf{g}_i \sqrt{P_{2i-1}} s_{2i-1}[m+l]}_{\text{ICI}} + \underbrace{n_{2i}[m]}_{\text{噪声}} + \underbrace{\sum_{l=-L_D+1}^{L_D-1} \left( \mathbf{h}_{2i}^{(L_D+l)} \right)^T \sum_{j=1, j \neq i}^M \mathbf{g}_j x_j[m+l]}_{\text{MCI}} \quad (11)$$

$$y_{N+i}[m] = \underbrace{\left( \mathbf{h}_{N+i}^{(L_D)} \right)^T \mathbf{g}_i \sqrt{P_{N+i}} s_{N+i}[m]}_{\text{期望信号}} + \underbrace{\sum_{\substack{l=-L_D+1 \\ l \neq 0}}^{L_D-1} \left( \mathbf{h}_{N+i}^{(L_D+l)} \right)^T \mathbf{g}_i \sqrt{P_{N+i}} s_{N+i}[m+l]}_{\text{ISI}} + \underbrace{\sum_{l=-L_D+1}^{L_D+l} \left( \mathbf{h}_{N+i}^{(L_D+l)} \right)^T \sum_{j=1, j \neq i}^M \mathbf{g}_j x_j[m+l]}_{\text{MCI}} + \underbrace{n_{N+i}[m]}_{\text{噪声}} \quad (12)$$

其中  $y_{2i-1}$  为非正交传输的第  $i$  组中近用户的接收信号,  $y_{2i}$  为第  $i$  组中远用户的接收信号,  $y_{N+i}$  为单用户的第  $i$  组中用户的接收信号.

在采用非正交叠加传输的用户组中, 近用户需要先采用 SIC 检测发送给远用户的符号. 由于近用户的信道增益高于远用户, 在正确设置远用户的信息速率的情况下, 近用户能正确检测出发送给远用户的符号, 并根据信道信息重构接收符号, 对消接收信号中的 ICI. 对消 ICI 后第  $i$  组中的近用户的接收信号可表示为

$$y_{2i-1}[m] = \underbrace{\left( \mathbf{h}_{2i-1}^{(L_D)} \right)^T \mathbf{g}_i \sqrt{P_{2i-1}} s_{2i-1}[m]}_{\text{期望信号}} + \underbrace{\sum_{\substack{l=-L_D+1 \\ l \neq 0}}^{L_D-1} \left( \mathbf{h}_{2i-1}^{(L_D+l)} \right)^T \mathbf{g}_i \sqrt{P_{2i-1}} s_{2i-1}[m+l]}_{\text{ISI}} + \underbrace{\sum_{l=-L_D+1}^{L_D-1} \left( \mathbf{h}_{2i-1}^{(L_D+l)} \right)^T \sum_{j=1, j \neq i}^M \mathbf{g}_j x_j[m+l]}_{\text{MCI}} + \underbrace{n_{2i-1}[m]}_{\text{噪声}} \quad (13)$$

SINR 为

$$\gamma_{2i-1} = \frac{P_{2i-1} \mathbf{g}_i^H \mathbf{Q}_{2i-1}^{(0)} \mathbf{g}_i}{A_1} \quad (14)$$

其中,  $A_1 = P_{2i-1} \mathbf{g}_i^H \mathbf{Q}_{2i-1}^{(0)} \mathbf{g}_i + \sum_{j=1, j \neq i}^N (P_{2j-1} + P_{2j}) \mathbf{g}_j^H \mathbf{Q}_{2i-1} \mathbf{g}_j +$

$$\sum_{j=N+1}^M P_{N+j} \mathbf{g}_j^H \mathbf{Q}_{2i-1} \mathbf{g}_j + \sigma^2, \quad \mathbf{Q}_{2i-1} = \mathbf{H}_{2i-1}^H \mathbf{H}_{2i-1}, \quad \mathbf{Q}_{2i-1}^{(0)} =$$

$(\mathbf{h}_{2i-1}^{(L_D)})^* (\mathbf{h}_{2i-1}^{(L_D)})^T, \mathbf{Q}_{2i-1}^{(0)} = \mathbf{Q}_{2i-1} - \mathbf{Q}_{2i-1}^{(0)}$ , 这里上标“H”、“\*”分别表示矢量或矩阵的共轭转置和共轭. 式(14)的分子项为有用信号的功率,  $A_1$ 中第1项为ISI功率, 第2、3项为MCI的功率, 第4项为信道噪声功率. 对于远用户, 接收信号中发送给近用户的符号作为噪声, 直接对接收信号进行检测, 接收SINR为

$$\gamma_{2i} = \frac{P_{2i} \mathbf{g}_i^H \mathbf{Q}_{2i}^{(0)} \mathbf{g}_i}{A_2} \quad (15)$$

其中,  $A_2 = P_{2i} \mathbf{g}_i^H \mathbf{Q}_{2i}^{(0)} \mathbf{g}_i + P_{2i-1} \mathbf{g}_i^H \mathbf{Q}_{2i} \mathbf{g}_i + \sum_{j=1, j \neq i}^N (P_{2j-1} + P_{2j}) \mathbf{g}_j^H \mathbf{Q}_{2i} \mathbf{g}_j + \sum_{j=N+1}^M P_{N+j} \mathbf{g}_j^H \mathbf{Q}_{2i} \mathbf{g}_j + \sigma^2$ .  $A_2$ 中第1项为ISI功率, 第2项为ICI功率, 第3、4项为MCI功率. 对于组内仅有一个用户的后  $M-N$  组, 即  $N < i \leq M$ , 用户的接收SINR为

$$\gamma_{N+i} = \frac{P_{N+i} \mathbf{g}_i^H \mathbf{Q}_{N+i}^{(0)} \mathbf{g}_i}{A_3} \quad (16)$$

其中,  $A_3 = P_{N+i} \mathbf{g}_i^H \mathbf{Q}_{N+i}^{(0)} \mathbf{g}_i + \sum_{j=1}^N (P_{2j-1} + P_{2j}) \mathbf{g}_j^H \mathbf{Q}_{N+i} \mathbf{g}_j + \sum_{j=N+1, j \neq i}^M P_{N+j} \mathbf{g}_j^H \mathbf{Q}_{N+i} \mathbf{g}_j + \sigma^2$ .

用户  $k$  ( $k=1, 2, \dots, K$ ) 的可达传输速率为

$$R_k = \frac{B}{D} \log_2(1 + \gamma_k) \quad (17)$$

其中,  $B$  为信道带宽.

### 3 用户分组和功率分配算法

在本节中, 首先讨论基于信道相关性和增益差的用户分组算法, 然后在保证单个用户最低传输速率的前提下, 给出和速率最大化的功率分配方案.

#### 3.1 用户分组

在TRDMA系统中, 当用户间的相关性较高的时候, 会存在严重的IUI导致系统性能下降. 本文针对这一情况, 将相关性较大的用户作为一组, 采用功率域非正交叠加传输方式实现多址接入. NOMA系统中, 两个用户的信道增益差距对和速率有明显的影响; 而在TRDMA系统中, 用户信道的相关性越小, 相互间的干扰就越小. 基于该特性, 本文给出一种基于信道相关性和增益差的分组方法, 基本原则是将信道相关性高、增益差大的两个用户分为一组. 不同组的用户间的相关性越小, 通过采用TR预滤波减少组间干扰的效果越明显; 而组内用户间的信道相关性越大, 越适合于采用功率域叠加传输方式, 并且组内两个用户之间的信道增益差越大, 越有利于进行SIC检测. 用户分组算法的基本思路如下.

首先计算出所有用户信道两两间的相关系数, 并

将其与阈值进行比较, 信道相关系数大于阈值的用户组合放入分组候选集合中; 计算集合中所有用户组合的两个用户的信道增益差, 从候选集合中选择信道增益差最大的一个组合, 作为一个非正交传输的用户组, 并将候选集合中包含这两个用户的所有组合从集合中删除; 重复这个过程直到分组候选集合为空, 或用户组数达到了  $K/2$ ; 未进入候选分组集合的用户单独成组, 不采用叠加传输. 算法1对用户分组算法进行了详细的描述.

#### 算法1 用户分组算法

**初始化** 将  $K$  个用户的信道脉冲响应矢量放在集合  $A$  中,  $A = \{\mathbf{h}'_1, \mathbf{h}'_2, \dots, \mathbf{h}'_K\}$ . 所有候选用户组合的集合  $\Psi$  和已配对用户集合  $\Omega$  为空集, 即:  $\Psi = \emptyset, \Omega = \emptyset$ .

**步骤1** 计算用户信道间的相关系数. 第  $i$  个用户与第  $j$  个用户的相关系数  $C_{i,j}$  的计算公式为  $C_{i,j} = \frac{|\langle \mathbf{h}'_i, \mathbf{h}'_j \rangle|}{\|\mathbf{h}'_i\|_2 \cdot \|\mathbf{h}'_j\|_2}$ , 其中  $\|\cdot\|_2$  表示矢量的二范数,  $|\cdot|$  表示复数的模. 将  $C_{i,j}$  大于阈值  $\zeta$  ( $0 < \zeta < 1$ ) 的用户对放入集合  $\Psi$  中, 即  $\Psi = \{(i,j) | C_{i,j} > \zeta, i, j \in 1, \dots, K, i < j\}$ , 此时  $\Psi$  中包含所有相关系数大于  $\zeta$  的用户对.

**步骤2** 计算两用户信道间的增益差. 第  $i$  个用户与第  $j$  个用户信道增益差  $d_{(i,j)}$  的计算公式为  $d_{(i,j)} = \left\| \|\mathbf{h}'_i\|_2 - \|\mathbf{h}'_j\|_2 \right\|_{(i,j) \in \Psi}$ . 选择集合  $\Psi$  中增益差最大的一个用户对, 将其放入已配对用户集合  $\Omega$  中, 并将包含该用户对中任一用户的用户对从集合  $\Psi$  中删除, 即  $(\hat{i}, \hat{j}) = \arg \max_{(i,j) \in \Psi} d_{(i,j)}, \Psi = \Psi - (\hat{i}, \cdot) - (\cdot, \hat{j}), \Omega = \Omega \cup (\hat{i}, \hat{j})$ . 这里  $(\hat{i}, \cdot)$  和  $(\cdot, \hat{j})$  分别表示集合  $\Psi$  中包含有用户  $\hat{i}$  和用户  $\hat{j}$  的用户对. 如果集合  $\Omega$  中用户对个数达到  $K/2$ , 即  $|\Omega| = K/2$  或是  $\Psi = \emptyset$ , 转到步骤3, 否则重复步骤2.

**步骤3** 将已分组的组数  $|\Omega|$  赋给非正交叠加传输组数  $N$ .

#### 3.2 功率分配

在用户分组确定后, 再在保证每个用户的最小传输速率和总发送功率约束下对每个用户信号的发送功率进行优化, 最大化系统和速率  $R_s$ . 优化问题可以表示为

$$\begin{aligned} \max_{\{P_k\}} \quad & R_s = \sum_{k=1}^K R_k \\ \text{s. t.} \quad & C_1: \sum_{k=1}^K P_k = P_{\max} \\ & C_2: P_k \geq 0, \quad k=1, 2, \dots, K \\ & C_3: R_k \geq R_{\min}, \quad k=1, 2, \dots, K \end{aligned} \quad (18)$$

约束条件  $C_1$  决定系统总发射功率, 即所有用户信号功率总和应为总发射功率  $P_{\max}$ . 约束条件  $C_2$  表示任意一个用户信号的功率应为正, 约束条件  $C_3$  决定用户速率的下界, 其中  $R_{\min}$  表示用户的最小速率.

式(18)的优化问题是非凸的, 因此求解十分困难.

本文采用类似于文献[6]的迭代 SINR 注水算法的思路来求解该问题,即不直接分配功率,而是先在总功率约束下优化分配每个用户的 SINR,然后再根据分配的 SINR 确定分配给每个用户信号的功率.与文献[6]不同之处在于,本文的优化问题中约束条件除了总功率约束以外,还包含有单个用户的最小速率约束,因此在将功率分配问题转化成 SINR 分配问题的时候,还需考虑每个用户的最小 SINR 约束.本文通过 KKT 条件采用迭代注水算法求解优化问题.

记  $\mathbf{T}$  为一个  $K \times K$  维的对角矩阵,其前  $2N$  个对角元素为  $[\mathbf{T}]_{2i-1,2i-1} = \frac{\gamma_{2i-1}}{\mathbf{g}_i^H \mathbf{Q}_{2i-1}^{(0)} \mathbf{g}_i}$ 、 $[\mathbf{T}]_{2i,2i} = \frac{\gamma_{2i}}{\mathbf{g}_i^H \mathbf{Q}_{2i}^{(0)} \mathbf{g}_i}$ ,  $1 \leq i \leq N$ ,

后  $K-2N$  个对角元素为  $[\mathbf{T}]_{N+i,N+i} = \frac{\gamma_{N+i}}{\mathbf{g}_i^H \mathbf{Q}_{N+i}^{(0)} \mathbf{g}_i}$ ,  $N < i \leq M$ .

定义  $\Phi$  为一个  $K \times K$  维的矩阵,  $[\Phi]_{k,k}$  表示用户  $k$  接收信号中 ISI 功率的  $1/P_k$  倍,  $[\Phi]_{k,j}$  ( $k \neq j$ ) 为用户  $j$  对用户  $k$  的干扰功率的  $1/P_j$  倍.  $\Phi$  的元素的具体取值为:  $[\Phi]_{2i-1,2j-1} =$

$$\begin{cases} \mathbf{g}_j^H \mathbf{Q}_{2i-1} \mathbf{g}_j, & i \neq j \\ \mathbf{g}_i^H \mathbf{Q}_{2i-1}^{(0)} \mathbf{g}_i, & i=j \end{cases}, \quad [\Phi]_{2i-1,2j} = \begin{cases} \mathbf{g}_j^H \mathbf{Q}_{2i-1} \mathbf{g}_j, & i \neq j \\ 0, & i=j \end{cases}$$

$$[\Phi]_{2i,2j-1} = \begin{cases} \mathbf{g}_j^H \mathbf{Q}_{2i} \mathbf{g}_j, & i \neq j \\ \mathbf{g}_i^H \mathbf{Q}_{2i} \mathbf{g}_i, & i=j \end{cases}, \quad [\Phi]_{2i,2j} = \begin{cases} \mathbf{g}_j^H \mathbf{Q}_{2i} \mathbf{g}_j, & i \neq j \\ \mathbf{g}_i^H \mathbf{Q}_{2i}^{(0)} \mathbf{g}_i, & i=j \end{cases}$$

其中  $1 \leq i, j \leq N$ , 为非正交叠加传输的用户信号之间的干扰;  $[\Phi]_{2i-1,N+j} = \mathbf{g}_j^H \mathbf{Q}_{2i-1} \mathbf{g}_j$ ,  $[\Phi]_{2i,N+j} = \mathbf{g}_j^H \mathbf{Q}_{2i} \mathbf{g}_j$ ,  $1 \leq i \leq N$ ,  $N < j \leq M$ , 为单独成组的用户信号对非正交叠加传输用户的干扰;  $[\Phi]_{N+i,2j-1} = [\Phi]_{N+i,2j} = \mathbf{g}_j^H \mathbf{Q}_{N+i} \mathbf{g}_j$ , 其中  $N < i \leq M$ ,  $1 \leq j \leq N$ , 为非正交叠加传输用户的信号对单独成组用户的

干扰;  $[\Phi]_{N+i,N+j} = \begin{cases} \mathbf{g}_j^H \mathbf{Q}_{N+i} \mathbf{g}_j, & i \neq j \\ \mathbf{g}_i^H \mathbf{Q}_{N+i}^{(0)} \mathbf{g}_i, & i=j \end{cases}$ , 其中  $N < i, j \leq M$ , 为单独成组用户信号之间的干扰.

对 SINR 的表达式 (14)~(16) 进行转换, 得到用户信号功率与 SINR 的关系如下:

$$P_{2i-1} = \frac{\gamma_{2i-1}}{\mathbf{g}_i^H \mathbf{Q}_{2i-1}^{(0)} \mathbf{g}_i} \times A_1, \quad 1 \leq i \leq N \quad (19)$$

$$P_{2i} = \frac{\gamma_{2i}}{\mathbf{g}_i^H \mathbf{Q}_{2i}^{(0)} \mathbf{g}_i} \times A_2, \quad 1 \leq i \leq N \quad (20)$$

$$P_{N+i} = \frac{\gamma_{N+i}}{\mathbf{g}_i^H \mathbf{Q}_{N+i}^{(0)} \mathbf{g}_i} \times A_3, \quad N < i \leq M \quad (21)$$

式(19)、(20)和(21)可用矩阵  $\mathbf{T}$  和  $\Phi$  表示为

$$\begin{aligned} P_1 &= [\mathbf{T}]_{1,1} (P_1 [\Phi]_{1,1} + P_2 [\Phi]_{1,2} + \dots + P_K [\Phi]_{1,K} + \sigma^2) \\ P_2 &= [\mathbf{T}]_{2,2} (P_1 [\Phi]_{2,1} + P_2 [\Phi]_{2,2} + \dots + P_K [\Phi]_{2,K} + \sigma^2) \\ &\vdots \\ P_K &= [\mathbf{T}]_{K,K} (P_1 [\Phi]_{K,1} + P_2 [\Phi]_{K,2} + \dots + P_K [\Phi]_{K,K} + \sigma^2) \end{aligned} \quad (22)$$

上式的矩阵形式为

$$\mathbf{P} = \mathbf{T} (\Phi \mathbf{P} + \sigma^2) \quad (23)$$

其中  $\sigma^2$  为所有元素都为  $\sigma^2$  的  $K$  维列向量,  $\mathbf{P} = [P_1 \ P_2 \ \dots \ P_K]^T$  表示由  $K$  个用户的信号功率组成的列矢量. 将上式展开并进行移项有

$$\mathbf{P} = (\mathbf{I} - \mathbf{T}\Phi)^{-1} \mathbf{T}\sigma^2 \quad (24)$$

其中  $\mathbf{I}$  表示  $K \times K$  维的单位矩阵. 上式说明, 如果用户的 SINR, 即  $\{\gamma_k\}_{k=1}^K$  已知, 则  $\mathbf{T}$ 、 $\Phi$  确定, 用户信号的功率  $\{P_k\}_{k=1}^K$  就可得到. 将式(18)的优化问题中的优化变量换为用户的 SINR, 并修改约束条件的形式, 得到另一个形式的优化问题

$$\begin{aligned} \max_{\{\gamma_k\}} \quad & \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \gamma_k) \\ \text{s.t. } C_1: \quad & \mathbf{1}^T (\mathbf{I} - \mathbf{T}\Phi)^{-1} \mathbf{T}\sigma^2 = P_{\max} \\ C_2: \quad & \rho(\mathbf{T}\Phi) < 1 \\ C_3: \quad & \gamma_k \geq \eta, \quad k=1, 2, \dots, K \end{aligned} \quad (25)$$

式中,  $\mathbf{1}$  表示长度为  $K$  的全 1 列向量,  $\eta = 2^{\frac{D}{B} \times R_{\min}} - 1$  是由用户最小速率要求转换而来的最小 SINR 要求, “ $\rho(\mathbf{A})$ ” 表示矩阵  $\mathbf{A}$  的谱半径. 约束条件  $C_1$  为系统总发射功率, 约束条件  $C_2$  等价于所有用户的发送功率  $\{P_k\}_{k=1}^K$  均大于等于零的约束<sup>[6]</sup>, 约束条件  $C_3$  决定用户 SINR 的下界.

定义式(25)的拉格朗日函数为

$$\begin{aligned} L(\gamma, \lambda, \mu) &= \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \gamma_k) + \lambda (P_{\max} - \mathbf{1}^T (\mathbf{I} - \mathbf{T}\Phi)^{-1} \mathbf{T}\sigma^2) \\ &+ \sum_{k=1}^K \mu_k (\gamma_k - \eta) \end{aligned} \quad (26)$$

其中,  $\gamma = [\gamma_1 \ \gamma_2 \ \dots \ \gamma_K]^T$  为  $K$  个用户 SINR 组成的列矢量,  $\lambda$  和  $\mu_k$  ( $k=1, 2, \dots, K$ ) 为拉格朗日乘子, 需要大于等于 0,  $\mu = [\mu_1 \ \mu_2 \ \dots \ \mu_K]^T$ . KKT 条件为

$$\frac{\partial L(\gamma, \lambda, \mu)}{\partial \gamma_k} = 0, \quad k=1, 2, \dots, K \quad (27a)$$

$$\mathbf{1}^T (\mathbf{I} - \mathbf{T}\Phi)^{-1} \mathbf{T}\sigma^2 = P_{\max} \quad (27b)$$

$$\mu_k (\gamma_k - \eta) = 0, \quad k=1, 2, \dots, K \quad (27c)$$

$$\mu_k \geq 0, \quad k=1, 2, \dots, K \quad (27d)$$

$$\gamma_k \geq \eta, \quad k=1, 2, \dots, K \quad (27e)$$

$$\rho(\mathbf{T}\Phi) < 1 \quad (27f)$$

由式(27)的(a)可得

$$\frac{1}{\ln 2(1 + \gamma_k)} - \lambda t_k + \mu_k = 0 \quad (28)$$

其中,

$$\begin{aligned} t_k &= \mathbf{1}^T (\mathbf{I} - \mathbf{T}\Phi)^{-1} \times \frac{1}{\mathbf{g}_i^H \mathbf{Q}_k^{(0)} \mathbf{g}_i} \times \mathbf{e}_{K,k} \times \mathbf{e}_{K,k}^T \\ &\times (\Phi(\mathbf{I} - \mathbf{T}\Phi)^{-1} \mathbf{T} + \mathbf{I}) \sigma^2 \end{aligned} \quad (29)$$

式(29)中,  $\mathbf{e}_{k,k}$  表示  $K \times K$  维单位矩阵的第  $k$  列. 由于矩阵  $\mathbf{T}$  中包含有变量  $\gamma_j (j=1, 2, \dots, K)$ , 所以  $t_k$  是关于  $\gamma_j$  的函数. 由文献[15]可知, 在  $\rho(\mathbf{T}\Phi) < 1$  成立的条件下, 有  $(\mathbf{I} - \mathbf{T}\Phi)^{-1} = \sum_{i=0}^{\infty} (\mathbf{T}\Phi)^i$ . 又因为  $\mathbf{T}$  和  $\Phi$  是所有元素均非负的方阵, 则  $\mathbf{T}\Phi$ 、 $(\mathbf{T}\Phi)^i$  和  $(\mathbf{I} - \mathbf{T}\Phi)^{-1}$  都是所有元素均非负的方阵. 因此, 式(29)中,  $\mathbf{g}_i^H \mathbf{Q}_k^0 \mathbf{g}_i$  为正实数, 而其他矩阵和矢量的元素均非负, 故  $t_k$  必大于 0. 由式(28)可得

$$\mu_k = \lambda t_k - \frac{1}{\ln 2(1 + \gamma_k)} \quad (30)$$

将式(30)代入式(27c)、(27d)中, 并令  $u = \gamma_k - \eta$ , 有

$$\left\{ \left( \lambda - \frac{1}{\ln 2(1 + \eta + u)t_k} \right) u = 0 \right. \quad (31a)$$

$$\left. \lambda - \frac{1}{\ln 2(1 + \eta + u)t_k} \geq 0 \right. \quad (31b)$$

由(27e)得,  $u \geq 0$ . 当  $\lambda \geq \frac{1}{\ln 2(1 + \eta)t_k}$  时, 由式(31a)得  $u = 0$ ; 当  $\lambda < \frac{1}{\ln 2(1 + \eta)t_k}$  时, 由式(31b)可得  $u > 0$ , 则由式(31a)有  $\lambda = \frac{1}{\ln 2(1 + \eta + u)t_k}$ . 再令  $\gamma_k = u + \eta$ , 有

$$\gamma_k = \max \left( \frac{1}{\ln 2 \times \lambda t_k} - 1, \eta \right) \quad (32)$$

综上, KKT 条件式(27)转换为

$$\left\{ \gamma_k = \max \left( \frac{1}{\ln 2 \times \lambda t_k} - 1, \eta \right), \quad k = 1, 2, \dots, K \right. \quad (33a)$$

$$\left. \mathbf{1}^T (\mathbf{I} - \mathbf{T}\Phi)^{-1} \mathbf{T}\sigma^2 = P_{\max} \right. \quad (33b)$$

$$\left. \rho(\mathbf{T}\Phi) < 1 \right. \quad (33c)$$

求解优化问题就转换为求解在满足约束式(33b)、(33c)下使式(33a)成立的  $\gamma_k$ . 但上式中仍然存在待求解的拉格朗日乘子  $\lambda$ . 易知  $\gamma_k$  是  $\lambda$  的单调非增函数, 为最大化和速率, 应先找到在满足约束式(33b)、(33c)时的最小  $\lambda$ , 然后再求解使式(33a)成立的  $\gamma_k$ . 由于矩阵  $\mathbf{T}$  中包含有变量  $\gamma_j (j=1, 2, \dots, K)$ , 并且由式(29)可知,  $t_k$  是关于  $\gamma_j$  的函数, 因此直接从式(33a)得到  $\gamma_k$  非常困难, 因此本文采用迭代的方式进行求解. 首先在给定的  $\gamma_k (k=1, 2, \dots, K)$  下根据式(29)求出  $t_k$ , 然后通过对  $\lambda$  进行搜索找到此时满足(33b)、(33c)约束的  $\lambda$  的最小值  $\lambda_{\min}$ , 此时  $\lambda_{\min}$  所对应的  $\gamma_k$  即为第一次迭代后新的  $\gamma_k$ . 再求出新的  $\gamma_k$  下的  $t_k$ , 以及该  $t_k$  下  $\lambda$  的最小值  $\lambda_{\min}$ , 和相应的  $\gamma_k$ , 完成一次迭代. 如此来回迭代, 直到前后两次迭代得到的  $\gamma_k$  对应的功率分配矢量的差别足够小, 迭代收敛. 每次迭代中,  $\gamma_k$  和  $t_k$  的值可分别由式(33a)和式(29)计算得到, 但满足约束的  $\lambda$  的最小值  $\lambda_{\min}$  却不能直接得到. 下面说

明  $\lambda_{\min}$  的求解方法.

记  $\lambda$  和  $\hat{\lambda}$  对应的 SINR 分别为  $\gamma_k$  和  $\hat{\gamma}_k$ ,  $\hat{\mathbf{T}}$  是将矩阵  $\mathbf{T}$  中的  $\gamma_k$  替换为  $\hat{\gamma}_k$  后的对角矩阵. 由式(33a)可知,  $\gamma_k$  与  $\lambda$  成反比例关系, 若  $\hat{\lambda} > \lambda$ , 则有  $\gamma_k \leq \hat{\gamma}_k (k=1, 2, \dots, K)$ . 根据矩阵  $\mathbf{T}$  的定义可知,  $\mathbf{T}$  和  $\hat{\mathbf{T}}$  均为所有对角元素都大于零的对角矩阵, 且  $\hat{\mathbf{T}}$  中的元素均不大于  $\mathbf{T}$  中对应位置的元素, 则  $\hat{\mathbf{T}}\mathbf{T}^{-1}$  为所有元素均非负且不大于 1 的对角矩阵, 因此有  $\rho(\hat{\mathbf{T}}\mathbf{T}^{-1}) \leq 1$ . 文献[6]已证明, 当  $\mathbf{B}$  是正定对角矩阵,  $\mathbf{S}$  是正定矩阵时, 有  $\rho(\mathbf{B}\mathbf{S}) \leq \rho(\mathbf{B})\rho(\mathbf{S})$ , 因此有  $\rho(\hat{\mathbf{T}}\Phi) = \rho(\hat{\mathbf{T}}\mathbf{T}^{-1}\mathbf{T}\Phi) \leq \rho(\hat{\mathbf{T}}\mathbf{T}^{-1})\rho(\mathbf{T}\Phi) \leq \rho(\mathbf{T}\Phi)$ . 由于  $\hat{\lambda}$  大于  $\mathbf{T}$  对应的  $\lambda$ , 上式表明  $\rho(\mathbf{T}\Phi)$  随  $\lambda$  增加是单调递减的. 又因为在  $\rho(\mathbf{T}\Phi) < 1$  的条件下, 有  $(\mathbf{I} - \mathbf{T}\Phi)^{-1} = \sum_{i=0}^{\infty} (\mathbf{T}\Phi)^i$ , 则  $\mathbf{1}^T (\mathbf{I} - \mathbf{T}\Phi)^{-1} \mathbf{T}\sigma^2 = \mathbf{1}^T \sum_{i=0}^{\infty} (\mathbf{T}\Phi)^i \mathbf{T}\sigma^2 \geq \mathbf{1}^T \left( \sum_{i=0}^{\infty} (\hat{\mathbf{T}}\Phi)^i \right) \hat{\mathbf{T}}\sigma^2$  (最后一个不等式是由于  $\hat{\mathbf{T}}$  中的元素均不大于  $\mathbf{T}$  中对应位置的元素),  $\mathbf{1}^T (\mathbf{I} - \mathbf{T}\Phi)^{-1} \mathbf{T}\sigma^2$  也随  $\lambda$  增加单调递减. 考虑到式(33)约束条件中  $\mathbf{1}^T (\mathbf{I} - \mathbf{T}\Phi)^{-1} \mathbf{T}\sigma^2$  和  $\rho(\mathbf{T}\Phi)$  均是  $\lambda$  的单调减函数, 因此, 可以采用二分法来搜索满足约束条件的最小  $\lambda$  值, 其中搜索范围的上界为当  $\{\gamma_k\}_{k=1}^K$  刚好满足最低 SINR 要求时对应的最大  $\lambda$  值, 即  $\max_k \frac{1}{t_k(1 + \eta)\ln 2}$ , 下界则可以设为一个很小的正数, 对应  $\{\gamma_k\}_{k=1}^K$  很大的情况.

求解功率分配的算法如算法 2 所示. 第一次迭代时各用户信号的功率初始为  $P_{\max}/K$ , 计算出该功率分配下  $K$  个用户的初始 SINR, 再根据初始 SINR 计算  $t_k$ ; 采用二分搜索法得到满足约束的最小  $\lambda$  值, 并得到分配给各用户的 SINR  $\gamma_k (k=1, 2, \dots, K)$  和功率分配向量  $\mathbf{P}$  (算法 2 中步骤 3~步骤 8); 将本次迭代得到的功率分配向量与上一次迭代得到的功率分配向量进行比较, 判断迭代是否收敛, 若未收敛则根据当前的 SINR 计算  $t_k$ , 进行下一轮的迭代, 否则结束迭代 (算法中的步骤 9). 算法 2 中的  $n$  表示迭代次数;  $\lambda_{\text{lower}}$ 、 $\lambda_{\text{upper}}$  分别表示二分搜索  $\lambda$  时的上界、下界,  $\delta$  是一个较小的正数, 为二分搜索中  $\lambda$  的初始下界;  $\varepsilon_1$  为一个取值较小的正数, 用于判断迭代过程中得到的功率是否满足约束式(33b);  $\mathbf{P}^{(n)}$  表示第  $n$  次迭代中得到的功率分配的解; 以  $\frac{\|\mathbf{P}^{(n)} - \mathbf{P}^{(n-1)}\|}{\|\mathbf{P}^{(n-1)}\|} < \varepsilon_2$  作为迭代收敛的条件, 其中  $\varepsilon_2$  为一个取值较小的正数.

#### 4 多发射天线场景的推广

本节将上述单发射天线多址系统的和速率最大优

### 算法2 迭代SINR功率注水算法

- 初始化  $\mathbf{P}^{(0)} = P_{\max}/K$ , 迭代次数  $n=0$ , 根据式(14)~(16)计算  $\gamma_k (k=1, 2, \dots, K)$ .
- 步骤1  $n=n+1$
- 步骤2 根据式(32)计算  $t_k (k=1, 2, \dots, K)$ .
- 步骤3 计算  $\lambda$  的上界  $\lambda_{\text{upper}} = \max_k \frac{1}{\ln 2 \cdot t_k (1+\eta)}$  并令下界  $\lambda_{\text{lower}} = \delta > 0$ .
- 步骤4  $\lambda = \frac{\lambda_{\text{upper}} + \lambda_{\text{lower}}}{2}$ , 根据  $\gamma_k = \max \left( \frac{1}{\ln 2 \times \lambda t_k} - 1, \eta \right) (k=1, 2, \dots, K)$
- 更新各用户的 SINR, 利用  $\gamma_k$  更新矩阵  $\mathbf{T}$ .
- 步骤5 判断  $\rho(\mathbf{T}\Phi) < 1$  是否满足, 是, 转步骤6, 否, 则令  $\lambda_{\text{lower}} = \lambda$  转步骤7.
- 步骤6 判断  $\mathbf{1}^T (\mathbf{I} - \mathbf{T}\Phi)^{-1} \mathbf{T}\sigma^2 \leq P_{\max}$  是否满足, 是, 令  $\lambda_{\text{upper}} = \lambda$ , 否, 则令  $\lambda_{\text{lower}} = \lambda$ .
- 步骤7 判断  $\left| \mathbf{1}^T (\mathbf{I} - \mathbf{T}\Phi)^{-1} \mathbf{T}\sigma^2 - P_{\max} \right| < \varepsilon_1$  是否满足, 是, 就转步骤8, 否, 则转步骤4 继续循环.
- 步骤8 根据式(24)计算功率分配向量  $\mathbf{P}^{(n)}$ .
- 步骤9 判断  $\frac{\|\mathbf{P}^{(n)} - \mathbf{P}^{(n-1)}\|}{\|\mathbf{P}^{(n-1)}\|} < \varepsilon_2$  是否满足, 是, 就转步骤10, 否则转到步骤1 继续迭代.
- 步骤10 输出优化问题解:  $\mathbf{P}^{(n)}$ .

化算法推广至多发送天线场景下. 多天线的系统模型如图2所示.

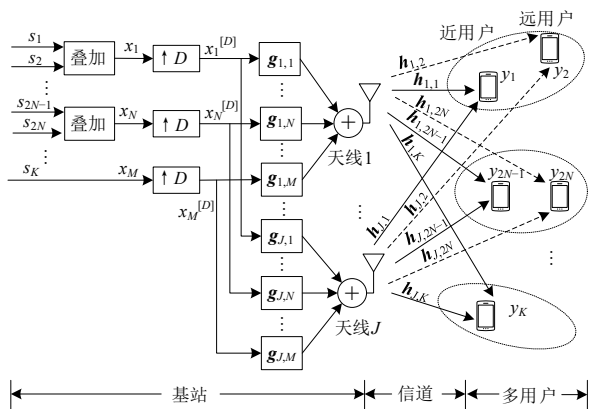


图2 多发射天线多用户下行多址系统

假设基站配备  $J$  根天线,  $K$  个用户, 每个用户配备单根天线. 用  $h_{jk}[m]$  表示第  $j (j=1, 2, \dots, K)$  根天线到用户  $k (k=1, 2, \dots, K)$  的信道脉冲响应, 假设各天线到用户的信道脉冲响应的长度都为  $L$ . 类似地, 各信道脉冲响应的矢量表示形式为  $\mathbf{h}_{jk} = [h_{jk,0} \ h_{jk,1} \ \dots \ h_{jk,L-1}]^T$ , 第  $j$  根天线的第  $i$  组用户的发送滤波器的矢量形式为  $\mathbf{g}_{ji} = [g_{ji,0} \ g_{ji,1} \ \dots \ g_{ji,L-1}]^T$ .

上采样序列经过发送滤波器滤波后由  $J$  根天线发送, 经过多径信道传输, 用户的接收信号为发送符号序列与信道脉冲响应的卷积, 其中用户  $k$  的接收信号表示为

$$y_k^{[D]}[m] = \sum_{j=1}^J \sum_{i=1}^M (x_i^{[D]} \otimes \mathbf{g}_{ji} \otimes \mathbf{h}_{jk})[m] + \bar{n}_k[m] \quad (35)$$

用户  $k$  对接收信号进行下采样, 得到

$$y_k[m] = \sum_{j=1}^J \sum_{i=1}^M \sum_{l=-L_D+1}^{L_D-1} (h_{jk}[n] g_{ji}[L-1-Dl-n]) x_i[m+l] + n_k[m] \quad (36)$$

其中,  $\bar{n}_k[m]$  和  $n_k[m]$  的含义与式(5)、式(6)相同, 为信道噪声. 将  $y_k[m]$  进一步分为有用信号、ISI、ICI 和噪声几部分, 并改写为矩阵运算的形式, 仍然可以用式(10)~(13)分别表示, 只是式中的  $\mathbf{g}_i = [\mathbf{g}_{i1}^H \ \mathbf{g}_{i2}^H \ \dots \ \mathbf{g}_{iJ}^H]^H$  为第  $i$  组  $J$  个发送滤波器的脉冲响应矢量合成的矢量. 多天线时的等效信道矩阵  $\mathbf{H}_k$  为  $(2L_D-1) \times JL$  维矩阵,  $\mathbf{H}_k = [\mathbf{H}_{1k} \ \mathbf{H}_{2k} \ \dots \ \mathbf{H}_{Jk}]$ , 其中  $\mathbf{H}_{jk} = \sum_{l=-L_D+1}^{L_D-1} \mathbf{e}_{2L_D-1, L_D+l} \mathbf{e}_{2L-1, L+l}^T \tilde{\mathbf{H}}_{jk} (j=1, 2, \dots, J)$ ,  $\tilde{\mathbf{H}}_{jk}$  是  $(2L-1) \times L$  维的 Toeplitz 矩阵且第一列为  $[\mathbf{h}_{jk}^T \ \mathbf{0}_{1 \times (L-1)}]^T$ .

多天线系统下的组内近用户、远用户以及单独成组用户的 SINR 和可达速率仍然可以表示为式(14)~(17), 只是其中的  $\mathbf{g}_i$  和  $\mathbf{H}_k$  分别为上述的多天线下的形式,  $\mathbf{Q}_k$ 、 $\mathbf{Q}_k^0$  和  $\mathbf{Q}_k^0$  也根据多天线下的  $\mathbf{H}_k$  得到. 优化问题仍旧描述为式(18), 同样采用第3节的用户分组和功率分配算法进行求解.

## 5 仿真结果

本节通过仿真验证本文方案的性能. 仿真中, 用户均匀分布在以发送端为中心、最小半径为 10 m、最大半径为 50 m 的圆环中. 用户信道间具有相关系数随机的相关性, 仿真时, 先按信道的分布特性随机产生一半用户的 CIR, 然后再产生分别与这些用户具有相关性的其他用户的 CIR, 相关系数在  $[0.5, 1]$  间均匀分布. 如不特别说明, 仿真中的参数设置如下: 用户数  $K=6$ ; 多径数  $L=25$ ; 信道带宽  $B=20$  MHz; 信道为瑞利衰落信道, 其均方根延迟为  $\sigma_T = 1.25 \times 10^{-6}$ , 信号采样周期为  $T_s = 1/B$ , 用户  $k$  信道的大尺度衰落系数为  $\eta_k = \eta_0 \left( \frac{d_k}{d_0} \right)^{-c}$ ,  $c=4$  为路径损耗指数,  $\eta_0 = 10^{-5}$  为参考距离处的传输损耗, 参考距离  $d_0 = 10$  m,  $d_k$  为基站与用户  $k$  之间的距离,  $10 \text{ m} \leq d_k \leq 50 \text{ m}$ ; 信道噪声功率  $\sigma^2 = 1 \times 10^{-12}$  W;  $\lambda$  的二分搜索中的初始搜索下界  $\delta = 1 \times 10^{-6}$ ,  $\varepsilon_1 = 1 \times 10^{-6}$ ,  $\varepsilon_2 = 1 \times 10^{-5}$ ; 上采样因子  $D=6$ . 预滤波器的脉冲响应分别采用迫零 (Zero-Forcing, ZF) 准则和匹配滤波 (Matched Filter, MF) 准则

进行设计,其中 NOMA 用户组的预滤波器根据强用户的信道矢量进行设计,单独成组用户的预滤波器就根据其信道矢量设计.下面简单说明预滤波器的设计.

记  $\bar{\mathbf{H}}=[\mathbf{H}_{1,1}^H \ \mathbf{H}_{2,1}^H \ \cdots \ \mathbf{H}_{M,1}^H]^H$  为强用户和单独用户信道矢量组成的信道矩阵,其中当  $1 \leq i \leq N$  时,  $\mathbf{H}_{i,1}$  表示非正交叠加传输的第  $i$  组中强用户的等效信道矩阵,当  $N < i \leq M$  时,  $\mathbf{H}_{i,1}$  表示单独成组用户的等效信道矩阵.采用 ZF 准则设计发送滤波器时,第  $i$  组发送滤波器的脉冲响应系数矢量为  $\mathbf{g}_i^{\text{ZF}} = c_i^{\text{ZF}} \bar{\mathbf{G}} \mathbf{e}_{K(2L_D-1), l_i}$ , 这里  $\bar{\mathbf{G}} = \bar{\mathbf{H}}^H (\bar{\mathbf{H}} \bar{\mathbf{H}}^H)^{-1}$  是  $\bar{\mathbf{H}}$  的伪逆,  $\mathbf{e}_{K(2L_D-1), l_i}$  为  $K(2L_D-1) \times K(2L_D-1)$  维单位矩阵的第  $l_i$  列,  $l_i = (i-1)(2L_D-1) + L_D$ ,  $c_i^{\text{ZF}} = \frac{1}{\|\bar{\mathbf{G}} \mathbf{e}_{K(2L_D-1), l_i}\|_2}$

为使滤波器功率增益为 1 的归一化系数.采用 MF 准则设计发送滤波器时,第  $i$  组发送滤波器的脉冲响应为

$$\mathbf{g}_i^{\text{MF}} = \frac{\mathbf{h}_{i,1}^{(L_D)}}{\|\mathbf{h}_{i,1}^{(L_D)}\|_2},$$

其中当  $1 \leq i \leq N$  时,  $\mathbf{h}_{i,1}^{(L_D)}$  表示非正交叠加传输的第  $i$  组中强用户信道脉冲响应的时反转和相位共轭,当  $N < i \leq M$  时,  $\mathbf{h}_{i,1}^{(L_D)}$  表示单独成组用户信道脉冲响应的时反转和相位共轭.

仿真中,优化问题中的用户最小速率约束  $R_{\min}$  为未采用非正交叠加传输的 TRDMA 方式在各用户信号等功率发送时的最小用户速率的 0.2 倍,其中预滤波器采用相同的准则设计(ZF 和 MF).如不特别说明,发送滤波器采用 ZF 准则设计时分组的相关系数门限为  $\zeta = 0.85$ ,采用 MF 形式时为  $\zeta = 0.75$ .本节给出的图形中每个点的数据都是  $5 \times 10^5$  组信道样本下仿真结果的平均值.

图 3 是系统和速率随发射功率变化的仿真结果,其中“常规 TRDMA”表示的是未采用非正交叠加传输且用户信号等功率发送的方案,“优化 TRDMA”则是在“常规 TRDMA”的基础上采用了本文算法 2 对用户信号的发送功率进行了优化分配的方案;“TR-NOMA”为本文方案;“MF”表示发送滤波器采用 MF 形式,“ZF”表示发送滤波器采用 ZF 形式.

观察图 3 可以发现,不论是本文方案还是 TRDMA 方案,预滤波器采用 ZF 形式时的和速率都要明显优于采用 MF 形式.这是由于 MF 的目标是最大化目标用户的接收信号功率,但没有考虑用户间干扰和符号间干扰,而 ZF 准则在设计预滤波器时考虑了干扰消除,但代价是目标用户的接收信号功率有所降低,表现为在低发送功率区域采用 ZF 滤波器的和速率要比 MF 低一些,因为此时相较于干扰,噪声对速率的影响更大.随着发送功率的增加,干扰功率同步增加,采用 MF 形式的滤波器时由于干扰功率较大,和速率增加速度较低,且在较低发送功率下就到达了和速率的上界,此后

和速率基本不再随发送功率增加而增加.而采用 ZF 形式的滤波器时,由于干扰功率较低,和速率能随发送功率的增加而持续增加,发送功率越高,相较于 MF 的优势越大.对比优化和没有优化发送功率分配的 TRDMA 方案的性能,可以看到优化功率分配后和速率有较为明显的提升.对比本文方案和优化功率的 TRDMA 方案,在低发送功率时二者性能基本相当,而随着发送功率的增加,本文方案的和速率增长更快.这是由于在本文方案中,信道相关性较强的用户间采用相同的预滤波器进行非正交叠加传输,强用户采用了 SIC 消除了组内弱用户的干扰,相较于 TRDMA 方案,组内强用户的速率得到较大的提升.发送功率越大, SIC 带来的好处越明显,速率的提升越大.

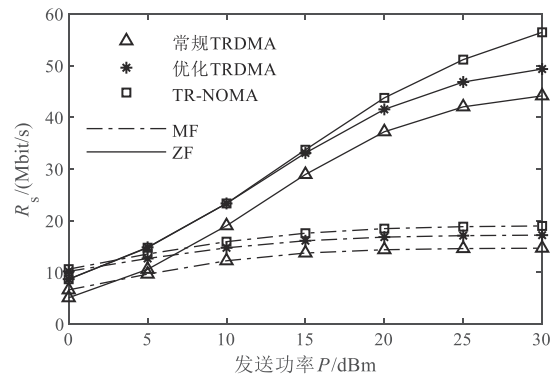
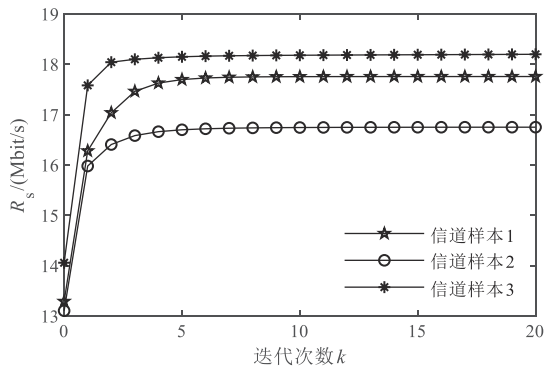


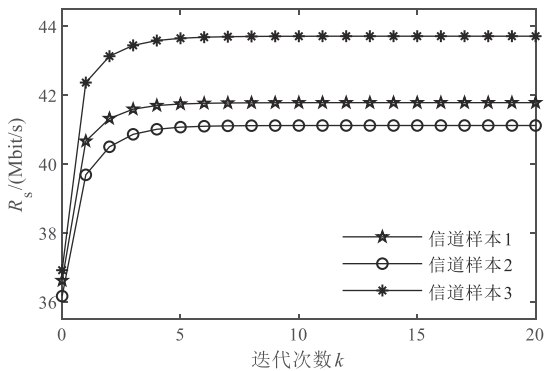
图 3 不同发射功率下系统的和速率

图 4(a) 和 4(b) 是 3 组随机的信道样本下,发送滤波器分别采用 MF 形式和 ZF 形式时功率分配迭代求解过程中系统和速率随迭代次数的变化曲线.仿真中,发送功率  $P=0.1 \text{ W}=20 \text{ dBm}$ .从图 4 可知算法的收敛性很好,大约经过 4~6 次迭代就能收敛.

图 5 给出了不同采样因子  $D$  下系统和速率的仿真结果.采样因子增大时符号周期增大,有利于降低 ISI 和 IUI,从而提高用户接收信号的 SINR,代价是符号速率降低.图 5(a) 显示,采用 MF 形式的滤波器时,随着  $D$  的增加,系统和速率降低,说明  $D$  增加虽然降低了干扰,提高了 SINR,每个符号传输的互信息量增加,但由于符号速率下降,导致最终的信息传输速率降低.图 5(b) 显示,当发送滤波器采用 ZF 形式时,在低发送功率区域,  $D$  越小,系统和速率越高,但发送功率增加时系统和速率的增加速度却越低;而在高发送功率区域,  $D$  越大,系统和速率越高,且发送功率增加时系统和速率的增加速度也越高.这是因为当发送功率较小时,相比较 ISI 功率和 IUI 功率,信道噪声对 SINR 的影响更大,因此  $D$  小时,虽然 ISI 和 IUI 较大,但由于符号速率较高,所以系统和速率仍然比  $D$  大时高.而随着发送功率的增加,由于 ISI 和 IUI 功率随信号功率同步增加,  $D$  较小时 ISI



(a) 发送滤波器采用MF形式

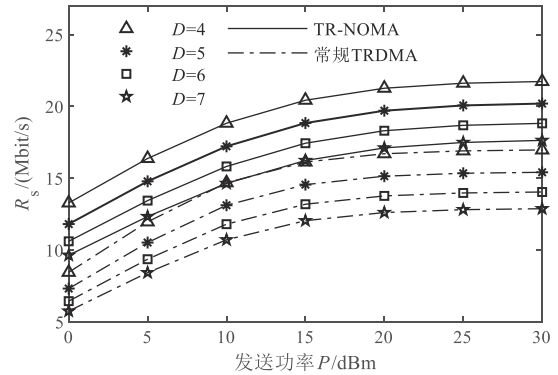


(b) 发送滤波器采用ZF形式

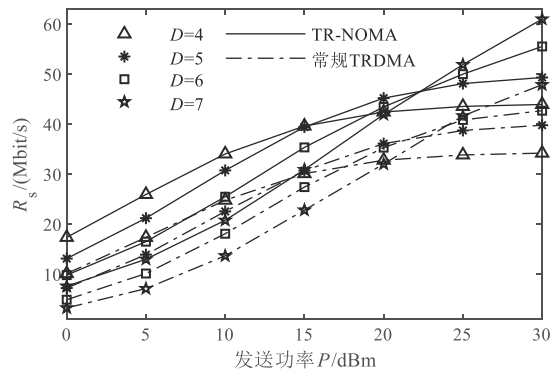
图4 系统和速率在功率分配迭代过程中的变化

和IUI较大, SINR的增长较缓慢,系统和速率的增加也较慢,且和速率的上界更低;  $D$ 较大时,虽然此时符号速率较低,但由于ISI和IUI对SINR的影响较小, SINR能随发送功率的增加而快速增加,系统和速率的增加更快,且和速率的上界也更高.从图中还可以看出,无论是本文方案还是常规TRDMA,其变化趋势一致,且不论 $D$ 的取值如何,所提方案的系统和速率总是优于常规TRDMA.

图6给出了不同用户数、不同路径数时系统和速率的仿真结果.当路径数 $L=25$ 时对应带宽 $B=20$  MHz,  $L=13$ 时对应 $B=10$  MHz,两种路径数信道延迟特性相同,即路径的均方根延迟都为 $\sigma_{\tau}=1.25 \times 10^{-6}$ ;上采样因子 $D=7$ .从图中可以看出,两种路径数下都是用户数 $K=6$ 时的和速率高于 $K=5$ 的和速率.这是因为当信道路径数远大于用户数时,由于采用用户信道脉冲响应作为用户签名能较好地分辨相关度较低的用户,它们之间的相互干扰较小,而相关度较高的用户采用了非正交叠加传输,因此用户数量越多,系统的和速率就越高.从图中还可以看出,信道路径数较多时的系统和速率较高,这是因为当路径数增多时,虽然ISI和IUI的功率也有所增加,但通过TR预处理,能获得更



(a) 发送滤波器采用MF形式



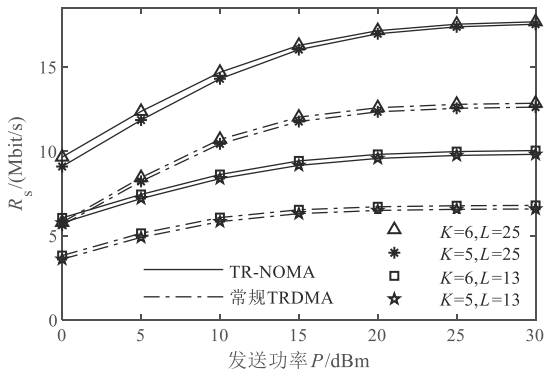
(b) 发送滤波器采用ZF形式

图5 不同采样因子 $D$ 下系统和速率

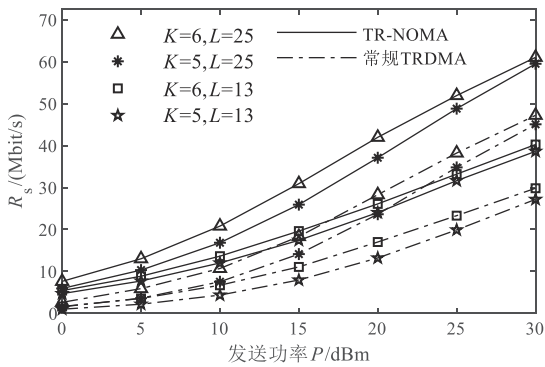
大的分集增益,用户的接收信号功率增加,系统和速率也增加.从图中还可以看出,对于相同的 $K$ 和 $L$ ,所提方案的系统和速率总是明显高于常规TRDMA,说明通过在TRDMA系统中引入NOMA,可显著改善系统和速率.

图7给出了发送端配备两根天线时系统和速率随发射功率变化的仿真结果.可以看出,与单天线系统类似,发送滤波器采用ZF形式的TRDMA系统的和速率在低功率区域要低于采用MF形式的TRDMA系统,但随着发送功率的增加,采用ZF预滤波器的系统和速率能快速增长,很快超过了采用MF预滤波器的系统,且发送功率越大,优势越大.而本文提出的方案采用ZF预滤波器时的和速率则始终优于采用MF方式.本文方案不论是采用ZF预滤波还是MF预滤波器性能都优于TRDMA方案,其中采用ZF预滤波的方案优势尤其突出.这是因为天线数目的增加使得信道等效矩阵的秩增加,发送端进行迫零预处理的自由度增加,迫零效果显著改善,从而明显减少了MCI,提高了系统和速率.

图8给出了发送端配备两根天线和一根天线时本文方案系统和速率随发射功率变化的仿真结果.可以



(a) 发送滤波器采用MF形式



(b) 发送滤波器采用ZF形式

图6 不同用户数和不同路径数时的系统和速率

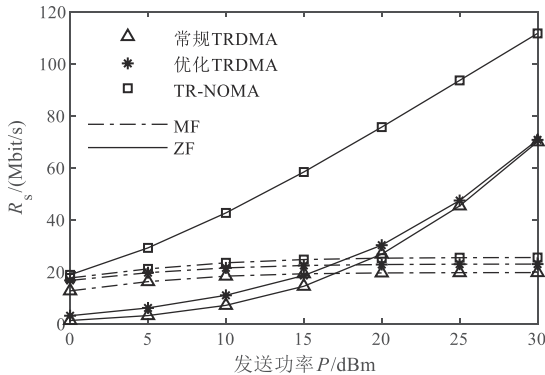


图7 两根发送天线下的系统和速率

看出,与单天线系统相比,两天线系统的和速率明显更高,系统和速率随发送功率的增加速度更快,且发送滤波器采用ZF形式的和速率增加更大.这是因为发送天线的增加,提供了更多的空间自由度,采用ZF形式的预滤波器时,发送端进行迫零的自由度增加,能够更加充分的利用多径信道的空时聚焦效应,明显减少了MCI,提高了系统和速率.采用MF形式的滤波器时,虽然发送天线增加后目标用户的信号功率增大,但由于没有考虑对干扰的抑制,干扰功率也会有所增加,故和速率增幅不如采用ZF预滤波器.

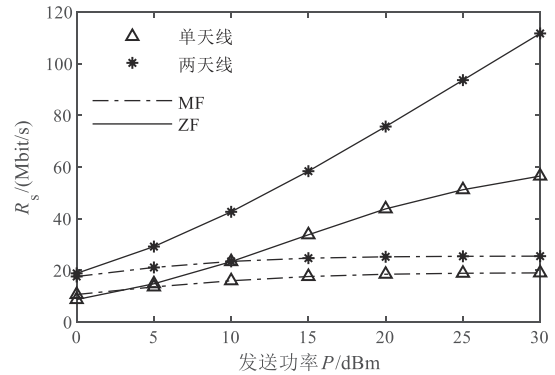


图8 单天线和多天线下的性能对比

## 6 总结

本文对联合采用NOMA技术和TR技术的多用户下行多址系统进行了研究,设计了采用非正交叠加传输用户分组的方案,并在发送总功率和用户最小传输速率的约束条件下对各用户信号的发送功率进行优化分配来最大化系统和速率.用户分组时综合考虑了用户间信道的相关性和增益差;在功率分配中采用了迭代SINR注水算法.对所提方案的性能进行了仿真验证和分析,并与是否优化功率分配的常规TRDMA系统进行了对比.仿真结果表明,将功率域NOMA技术应用于TR多用户传输系统,可有效提高系统的和速率.另一方面,从本文的仿真结果中可以看到,TRDMA系统采用常规的TR预滤波器(其抽头系数为信道脉冲响应的共轭反转形式)时性能较差.若改用ZF准则设计预滤波器,则信道路径数较多时性能有明显改善,但计算复杂度较高;而路径数较少时虽然复杂度可接受,但性能有限,这也制约了TRDMA技术的应用.因此,复杂度较低,同时也有较好性能的TR预滤波器的设计是今后一个重要的研究课题.

## 参考文献

- [1] WANG B B, WU Y L, HAN F, et al. Green wireless communications: A time-reversal paradigm[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2011, 29(8): 1698-1710.
- [2] LEI W J, YAO L. Performance analysis of time reversal communication systems[J]. IEEE Communications Letters, 2019, 23(4): 680-683.
- [3] HAN F, YANG Y H, WANG B B, et al. Time-reversal division multiple access over multi-path channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 2012, 60(7): 1953-1965.
- [4] HAN Y, CHEN Y, WANG B B, et al. Time-reversal massive multipath effect: A single-antenna "massive MIMO" solution[J]. IEEE Transactions on Communications, 2016,

- 64(8): 3382-3394.
- [5] CHEN Y, YANG Y H, HAN F, et al. Time-reversal wide-band communications[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2013, 20(12): 1219-1222.
- [6] YANG Y H, WANG B B, LIN W S, et al. Near-optimal waveform design for sum rate optimization in time-reversal multiuser downlink systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013, 12(1): 346-357.
- [7] MARAQA O, RAJASEKARAN A S, AL-AHMADI S, et al. A survey of rate-optimal power domain NOMA with enabling technologies of future wireless networks[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2020, 22(4): 2192-2235.
- [8] DING Z G, YANG Z, FAN P Z, et al. On the performance of non-orthogonal multiple access in 5G systems with randomly deployed users[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2014, 21(12): 1501-1505.
- [9] DING Z G, FAN P Z, POOR H V. Impact of user pairing on 5G nonorthogonal multiple-access downlink transmissions[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(8): 6010-6023.
- [10] KIM Y B, LIM S, KIM H, et al. Non-orthogonal multiple access in a downlink multiuser beamforming system[C]// MILCOM 2013 - 2013 IEEE Military Communications Conference. San Diego: IEEE, 2013: 1278-1283.
- [11] NOROUZI S, MORSALI A, CHAMPAGNE B. Optimizing transmission rate in NOMA via block diagonalization beamforming and power allocation[C]//2019 IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and Signal Processing. Piscataway: IEEE, 2019: 1-5.
- [12] 郝少伟, 李勇军, 赵尚弘, 等. 基于改进粒子群算法的多载波 NOMA 功率分配策略[J]. 电子学报, 2020, 48(10): 2009-2016.
- HAO S W, LI Y J, ZHAO S H, et al. Multicarrier NOMA power allocation strategy based on improved particle swarm optimization algorithm[J]. Acta Electronica Sinica, 2020, 48(10): 2009-2016. (in Chinese)
- [13] ZHANG Y, ZHAO X W, GENG S Y, et al. Power allocation algorithms for stable successive interference cancellation in millimeter wave NOMA systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(6): 5833-5847.
- [14] HE B Y, SUN T, WANG Z J, et al. A fine-grained analysis of time reversal MU-MISO systems over correlated multipath channels with imperfect CSI[J]. IEEE Access, 2018, 6: 69516-69527.

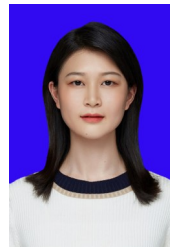
- [15] HORN R A, JOHNSON C R. Matrix Analysis[M]. New York: Cambridge University Press, 1990.

#### 作者简介



雷维嘉 男, 1969年出生, 云南元谋人, 博士, 教授, 主要从事无线和移动通信技术的研究。

E-mail: leiwj@cqupt.edu.cn



张 钊(通讯作者) 女, 1996年出生, 重庆开州人, 硕士研究生, 主要从事无线和移动通信技术的研究。

E-mail: zhangyue\_cqupt@163.com