

文章编号:1007-5321(2018)01-0139-06

DOI:10.13190/j.jbupt.2017-026

# MIMO-OFDM 网络中功率控制与波束赋形联合优化

黄妙娜<sup>1</sup>, 陈 军<sup>2</sup>, 任 斌<sup>1</sup>

(1. 东莞理工学院 电子工程与智能化学院, 广东 东莞 523808; 2. 华为技术有限公司 2012 实验室, 广东 深圳 518129)

**摘要:** 针对多输入多输出(MIMO)-正交频分复用(OFDM)系统,提出了功率控制与波束赋形的联合优化算法,采用更加符合实际系统的干扰模型,将节能问题建模为功率控制与波束赋形的联合优化问题. 为了求解上述非凸问题,基于上下行对偶原理和标准干扰函数理论,提出一种两阶段解决方案,并给出相应的理论证明该方案的收敛性. 仿真结果表明,所提算法在多天场景下相对于现有算法有更快的收敛速率,与传统的波束赋形方案相比,具有更低的能耗.

**关键词:** 多输入多输出-正交频分复用系统; 功率控制; 波束赋形

中图分类号: TN929.53

文献标志码: A

## Joint Power Control and Beamforming Optimization for MIMO-OFDM Network

HUANG Miao-na<sup>1</sup>, CHEN Jun<sup>2</sup>, REN Bin<sup>1</sup>

(1. School of Electrical Engineering and Intelligent, Dongguan University of Technology, Guangdong Dongguan 523808, China;

2. 2012Lab, Huawei Technologies, Guangdong Shenzhen 518129, China)

**Abstract:** A joint optimization problem of power control and beamforming for multiple input multiple output (MIMO)-orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system with more realistic interference model was proposed. Then a two-stage scheme based on dual of uplink-downlink and standard interference mapping theory was given to solve this problem, which is proved to be rigorously convergent. Simulations show that the proposed scheme converges faster in multiple-antenna cases and the proposed algorithm outperforms the traditional ones in terms of power saving.

**Key words:** multiple input multiple output-orthogonal frequency division multiplexing system; power control; beamforming

基站系统的节能技术已成为下一代无线网络必不可少的技术之一<sup>[1-4]</sup>. 对于多输入多输出(MIMO, multiple input multiple output)天线系统的节能问题,以往的文献研究最优的波束赋形问题<sup>[5-7]</sup>. Chen等<sup>[5]</sup>采用半正定规划的方法,在多天系统信道状态信息存在误差的情况下,针对带鲁棒性的功率控

制进行研究;基于网络的上-下行对偶原理,在满足多用户 MIMO 中所有用户的信干噪比(SINR, signal to interference plus noise ratio)的条件下, Song 等<sup>[6]</sup>研究波束赋形和功率控制的联合优化问题;在满足用户的 SINR 需求的条件下, Bjornson 等<sup>[7]</sup>对如何最优化波束赋形因子的各种算法进行调研和总结. 上

收稿日期: 2017-03-22

基金项目: 国家自然科学基金面上项目(6167010002); 东莞理工学院博士科研启动基金项目(ZJ20151001); 国家青年科学基金项目(61501119)

作者简介: 黄妙娜(1983—), 女, 讲师; 陈 军(1981—), 男, 工程师, E-mail: jensen.chenjun@huawei.com.

述文献中的 SINR 模型主要是针对 MIMO 系统,均没有考虑正交频分复用 (OFDM, orthogonal frequency division multiplexing system) 系统中小区负载大小对小区间干扰的影响。

针对 MIMO-OFDM 系统,笔者考虑更为接近实际系统的干扰模型,在满足用户的服务质量 (QoS, quality of service) 和小区负载约束的前提下,最优化基站总的传输功率与波束赋形因子。

## 1 功率控制与波束赋形联合优化

### 1.1 系统模型

考虑由  $M$  个小区和  $N$  个用户组成的无线网络。小区与用户的集合分别表示为  $\mathcal{M} = \{1, 2, \dots, M\}$ ,  $\mathcal{N} = \{1, 2, \dots, N\}$ 。每个基站的发射天线数目为  $L_i$  ( $i \in \mathcal{M}$ ), 其至少服务 1 个用户, 基站  $i$  服务的用户集合表示为  $\mathcal{N}_i$  ( $\mathcal{N}_i \in \mathcal{N}$ ;  $\sum_i \mathcal{N}_i = \mathcal{N}$ )。基站  $i$  与用户  $j$  之间的信道可表示为  $\sqrt{\alpha_{i,j}} \mathbf{h}_{i,j} \in C^{L_i}$ , 其中  $\alpha_{i,j}$ 、 $\mathbf{h}_{i,j}$  分别表示相应的大尺度衰落 (包括路损和阴影) 和快衰落。基站  $i$  与用户  $j$  之间相应的波束赋形因子为  $\mathbf{w}_{i,j}$ 。基站  $i$  的传输功率为  $P_i$ 。为了简化符号, 将路损和快衰落合并为一项, 即  $\mathbf{h}_{i,j}$ 。故小区  $i$  与用户  $j$  ( $j \in \mathcal{N}_i$ ) 的接收信号可表示为

$$y_{i,j} = \sqrt{P_i} \mathbf{h}_{i,j}^H \mathbf{w}_{i,j} s_{i,j} + \underbrace{\sum_{k \neq i}^M \sqrt{P_k} \mathbf{h}_{k,j}^H \mathbf{w}_{k,j} s_{k,j}}_{\text{邻区间干扰}} + v_j \quad (1)$$

其中: 第 2 项为小区间的干扰, 即邻区干扰,  $v_j$  为加性高斯白噪声, 其均值为 0, 方差为  $\sigma_j^2$ 。假设  $s_{i,j}$  为统计独立信号, 其均值为 0 且功率为  $E\{|s_{i,j}|^2\} = 1$ ,  $\forall i, j$ , 则小区  $i$  与用户  $j$  间的 SINR 可表示为  $S_{i,j}$

$$S_{i,j} = \frac{|\sqrt{P_i} \mathbf{h}_{i,j}^H \mathbf{w}_{i,j}|^2}{\sum_{k \neq i}^M \rho_k |\sqrt{P_k} \mathbf{h}_{k,j}^H \mathbf{w}_{k,j}|^2 + \sigma_j^2} \quad (2)$$

其中  $\rho_i$  为小区  $i$  的负载因子, 将在式 (4) 中对其进行定义, 则每个时频资源 (RB, resource block) 的传输速率  $\hat{f}_{i,j}$  可表示为

$$\hat{f}_{i,j} = B \ln(1 + S_{i,j}) \quad (3)$$

其中  $B$  为每个 RB 的带宽。假设  $f_{i,j}$  为基站  $i$  与用户  $j$  间的传输速率需求, 则负载因子可表示为

$$\rho_i = \sum_{j=1}^{N_i} \rho_{i,j} = \sum_{j=1}^{N_i} \frac{f_{i,j}}{K \hat{f}_{i,j}} \quad (4)$$

其中  $K$  为每个小区内总的 RB 数。

笔者研究在满足用户速率需求和小区负载约束

的情况下, 联合优化基站的传输功率与波束赋形因子。可将问题建模为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{w}, P} \quad & \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^{L_i} \rho_i P_i \|\mathbf{w}_{i,j}\|^2 \\ \text{s. t.} \quad & f_{i,j} \geq \gamma_{i,j}, \forall i, j \\ & \rho_i \leq \bar{\rho}_i, \forall i \end{aligned} \quad (5)$$

上述模型中,  $\gamma_{i,j}$  表示用户  $j$  由基站  $i$  服务的速率需求,  $\bar{\rho}$  表示基站  $i$  所能承受的最大负载, 第 1 个约束表示满足所有用户的速率需求, 第 2 个约束表示负载约束, 即实际的负载占用率不能超过实际基站的能力上限。此优化问题与文献 [5-7] 是不同的, 文献 [5-7] 中的 SINR 模型均不考虑负载因子对 SINR 的影响, 也与文献 [8] 中的不同, 其作者只考虑了单天线的场景。

### 1.2 两阶段方案

式 (2) 所示的 SINR 和式 (4) 所示的负载因子均为非凸函数, 所以式 (5) 为一非凸问题。因此式 (5) 不能采用经典的凸优化理论进行求解。为了使其便于求解, 提出两阶段求解模型。

如图 1 所示, 在每个循环的第 1 阶段, 首先假设功率因子  $P_i$  为已知, 通过解波束赋形问题得到  $\mathbf{w}_{i,j}$ ; 接着, 在第 1 阶段的基础上, 通过优化相应问题可得到  $P_i$ 。若干次循环后, 可达到优化问题的收敛点, 同时输出最终的波束赋形因子  $\mathbf{P}^*$ 、 $\mathbf{w}^*$ 。当然, 该方案能否收敛需要严格的数学证明。在下面的叙述中, 将给出详细的求解过程, 并证明所提出的算法确实能收敛到相应的固定点。上述的第 1 阶段可称为波束赋形阶段, 该阶段的目的是在保持发射功率不变的条件下最小化小区间的干扰; 第 2 阶段可称为功率控制阶段, 该阶段的目的则是在保证用户 QoS 需求的同时, 最小化基站的发射功率。不失一般性, 下面均假设  $\|\mathbf{w}_{i,j}\|^2 = 1$ 。

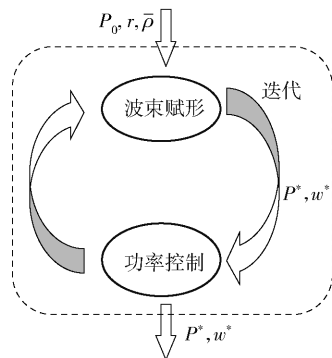


图 1 两阶段解决方案示意图

1) 波束赋形阶段:第 1 阶段的波束赋形问题可建模为

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{w}} S_{i,j} \\ \text{s. t. } \mathbf{w}_{i,j}^H \mathbf{h}_{i,j} = 1, \forall i, j \end{aligned} \quad (6)$$

由式(6)可知,最大化  $S_{i,j}$  同时保持有用信号等于一定值,可等效为最小化干扰加白噪声的总功率. 干扰加白噪声的总功率可定义为

$$I_{i,j} = \sum_{k \neq i}^M P_k \rho_k \mathbf{w}_{k,j}^H \mathbf{h}_{k,j} \mathbf{h}_{k,j}^H \mathbf{w}_{k,j} + \sigma_j^2 \quad (7)$$

直接求解式(7)的最小值比较困难,借助于上行-下行对偶原理<sup>[9]</sup>,可将式(6)转化为

$$\begin{aligned} \max_{\mathbf{w}} S_{i,j}^{\text{UL}} \\ \text{s. t. } \mathbf{w}_{i,j}^H \mathbf{h}_{i,j} = 1, \forall i, j \end{aligned} \quad (8)$$

其中  $S_{i,j}^{\text{UL}}$  可表示为

$$S_{i,j}^{\text{UL}} = \frac{P_i \mathbf{w}_{i,j}^H \mathbf{h}_{i,j} \mathbf{h}_{i,j}^H \mathbf{w}_{i,j}}{\sum_{k \neq i}^M P_k \rho_k \mathbf{w}_{k,j}^H \mathbf{h}_{k,j} \mathbf{h}_{k,j}^H \mathbf{w}_{k,j} + \sigma_j^2 \mathbf{w}_{i,j}^H \mathbf{w}_{i,j}} \quad (9)$$

同理,式(8)可转化为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{w}} I_{i,j}^{\text{UL}} = \sum_{k \neq i}^M P_k \rho_k \mathbf{w}_{k,j}^H \mathbf{h}_{k,j} \mathbf{h}_{k,j}^H \mathbf{w}_{k,j} + \sigma_j^2 \mathbf{w}_{i,j}^H \mathbf{w}_{i,j} \\ \text{s. t. } \mathbf{w}_{i,j}^H \mathbf{h}_{i,j} = 1, \forall i, j \end{aligned} \quad (10)$$

定义  $\Phi_{i,j}^{\text{UL}} = \sum_{k \neq i}^M P_k \rho_k \mathbf{h}_{k,j} \mathbf{h}_{k,j}^H + \sigma_j^2 \mathbf{I}$ , 可以很容易求解式(10),进而得到波束赋形因子为

$$\mathbf{w}_{i,j} = \frac{(\Phi_{i,j}^{\text{UL}})^{-1} \mathbf{h}_{i,j}}{\mathbf{h}_{i,j}^H (\Phi_{i,j}^{\text{UL}})^{-1} \mathbf{h}_{i,j}}, \forall i, j \quad (11)$$

2) 功率控制阶段:在求得波束赋形因子,即式(11)中的  $\mathbf{w}_{i,j}$  之后,可将式(5)转化为一个非线性互偶方程,而此类问题可采用标准干扰映射理论来求解. 为简化符号,令  $\boldsymbol{\rho} = [\rho_1, \dots, \rho_{N_i}]^T$ ,  $\mathbf{P} = [P_1, \dots, P_M]^T$ ,  $\mathbf{f} = [f_{11}, \dots, f_{1N_1}, f_{21}, \dots, f_{2N_2}, \dots, f_{MN_M}]^T$ , 式(4)可表示为

$$\boldsymbol{\rho} = g(\mathbf{P}, \mathbf{f}, \boldsymbol{\rho}, \mathbf{w}) \quad (12)$$

为了求解式(5),有以下的扩展命题,此命题是由文献[10]中的定理 1 直接扩展而来的.

**命题 1** 假设波束赋形因子固定,且所有基站的负载上限是可达的,则最优的功率解  $P_i (i \in \mathcal{M})$  可通过求解式(12)获得,其中  $f_{i,j} = \gamma_{i,j}$ ,  $\rho_i = \bar{\rho}_i$ .

从命题 1 可知,式(5)的最优解可通过求式(12)获得. 然而,式(12)是一个难以求解的非线性函数,并且它是功率  $P_i (i \in \mathcal{M})$  的隐函数. 为了能直接求出  $P_i$ ,可借助文献[11]中的标准干扰函数理论,将式(12)中的非线性函数转化为功率的显函

数. 令

$$\begin{aligned} \varphi_i(\mathbf{P}, \mathbf{f}, \boldsymbol{\rho}, \mathbf{w}) = \begin{cases} \frac{P_i}{\rho_i} \sum_{j=1}^{N_i} \frac{f_{i,j}}{\text{BKl}b(1 + S_{i,j})}, & P_i \neq 0 \\ \frac{\ln 2}{\rho_i \text{BK}} \sum_{j=1}^{N_i} \frac{f_{i,j}}{|\mathbf{h}_{i,j}^H \mathbf{w}_{i,j}|^2} \left( \sum_{k \neq i}^M \rho_k P_k |\mathbf{w}_{k,j}^H \mathbf{h}_{k,j}|^2 + \sigma_j^2 \right), & P_i = 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (13)$$

定义  $\Psi = [\varphi_1, \dots, \varphi_M]$ , 从文献[12]可知其为一个标准干扰函数. 当  $f_{i,j} = \gamma_{i,j}$ ,  $\rho_i = \bar{\rho}_i$  时,上述方程可以直接求解,进而式(5)可求解,其求解过程见算法 1.

### 算法 1 功率控制算法

**步骤 1** 初始化  $\boldsymbol{\gamma}, \bar{\boldsymbol{\rho}}$ , 发射功率为  $\mathbf{P} = \mathbf{P}_0 = [0, \dots, 0]^T$  和  $\varepsilon$  (如取值为  $10^{-2}$ );

**步骤 2** 求解式(8)得到  $\mathbf{w}_0^*$ ;

**步骤 3** 采用式  $\Psi_n^{k+1} = \frac{\rho^k}{\bar{\rho}} \Psi_n^k(\boldsymbol{\rho}^k)$  是通过式(4)

得到的)迭代求解  $\Psi_n^*$  (其中  $\Psi_n^0 = \mathbf{P}_0$ ), 直到其满足式  $\|\Psi_n^{k+1} - \Psi_n^k\| \leq \varepsilon$  时可以得到  $\mathbf{P}_{n+1}^* = \lim_{k \rightarrow \infty} \Psi_n^k$ ;

**步骤 4** 求解式(8)可得到  $\mathbf{w}_{n+1}^*$ ;

**步骤 5** 当  $\|\mathbf{w}_{n+1}^* - \mathbf{w}_n^*\| \leq \varepsilon$ , 或  $\|\mathbf{P}_{n+1}^* - \mathbf{P}_n^*\| \leq \varepsilon$  时,则退出算法;否则返回步骤 3.

以下命题是对算法 1 收敛性的严格证明.

**命题 2** 当  $f_{i,j} = \gamma_{i,j}$ ,  $\rho_i = \bar{\rho}_i$  时,式(13)的固定点是唯一的,且所提算法的波束赋形因子也是唯一的.

**证明** 对于给定任意  $\mathbf{w}_{i,j}$ ,  $\forall i, j$ , 由文献[10]中的 Lemma 1 可知,  $\Psi$  是一个标准干扰函数. 由标准干扰函数的性质,可知其有唯一的固定点  $\tilde{\mathbf{P}}$ , 而由式(11)给出的波束赋形因子  $\mathbf{w}^*$  也是唯一的,因此,命题得证.

**命题 3** 传输功率  $\{\mathbf{P}_n^k\}$  是一个非减序列,而且能收敛到唯一的固定点  $\mathbf{P}_n^*$ , 即  $\Psi(\mathbf{P}_n^*, \boldsymbol{\gamma}, \boldsymbol{\rho}, \mathbf{w}_n^*) = \mathbf{P}_n^*$ .

**证明** 首先,通过归纳法证明  $\{\mathbf{P}_n^k\}$  为一个非减序列. 由算法 1 可知  $\mathbf{P}_n^0 = \mathbf{P}_0 = [0, \dots, 0]^T$ ,  $\mathbf{P}_n^1 = \Psi(\mathbf{P}_n^0, \boldsymbol{\gamma}, \boldsymbol{\rho}, \mathbf{w}_n^*) \geq \mathbf{P}_0$ . 由函数  $\Psi(\mathbf{P}_n^1, \boldsymbol{\gamma}, \boldsymbol{\rho}, \mathbf{w}_n^*)$  的非负性,可得到  $\mathbf{P}_n^1 \geq \mathbf{P}_0$ . 假设  $\mathbf{P}_n^k \geq \mathbf{P}_n^{k-1}$ , 由标准干扰函数的单调性<sup>[12]</sup>,可得到  $\mathbf{P}_n^{k+1} = \Psi(\mathbf{P}_n^k, \boldsymbol{\gamma}, \boldsymbol{\rho}, \mathbf{w}_n^*) \geq \Psi(\mathbf{P}_n^{k-1}, \boldsymbol{\gamma}, \boldsymbol{\rho}, \mathbf{w}_n^*) = \mathbf{P}_n^k$ , 即  $\mathbf{P}_n^{k+1} \geq \mathbf{P}_n^k$ , 故算法 1 生成的序列  $\{\mathbf{P}_n^k\}$  为非减序列. 由于  $\mathbf{w}_n^*$  的最优性,则可

得  $\{P_n^k\}$  的极限存在,假设极限为  $\hat{P}$ . 由于  $\Psi(P_n^k, \gamma, \rho, w_n^*)$  为一个连续函数,则有

$$\begin{aligned} \hat{P} &= \lim_{k \rightarrow \infty} P_n^k = \lim_{k \rightarrow \infty} \Psi(P_n^{k-1}, \gamma, \rho, w_n^*) = \\ \Psi(\lim_{k \rightarrow \infty} P_n^{k-1}, \gamma, \rho, w_n^*) &= \Psi(\hat{P}, \gamma, \rho, w_n^*) \quad (14) \end{aligned}$$

故可得到  $\hat{P}$  为函数  $\Psi(P_n^k, \gamma, \rho, w_n^*)$  的一个固定点. 根据命题 2, 可得到  $\hat{P} = P_n^*$ .

**命题 4** 命题 1 求解过程中步骤 3 中的等式

$$\Psi_n^{k+1} = \frac{\rho}{\rho} \times \Psi_n^k \text{ 生成的序列将收敛于 } P_n^*.$$

**证明** 采用与命题 3 类似的证明过程,可证明序列  $\{\Psi(P_n^k, \gamma, \rho, w_n^*)\}$  也是非减序列,即等价于序列  $\{P_n^k\}$  为非递减的. 由于式 (12) 为一个连续函数,则由命题 3 可得到  $\lim_{k \rightarrow \infty} P_n^k = P_n^*$ ,  $\lim_{k \rightarrow \infty} \rho^k = \bar{\rho}$ . 因此,命题 1 求解过程中步骤 3 中的等式  $\Psi_n^{k+1} = \frac{\rho}{\rho} \times \Psi_n^k$  生

成的序列将收敛于  $P_n^*$ .

**命题 5** 算法 1 是收敛的,而且能收敛到固定点.

**证明** 由上述的证明可知,当  $k \rightarrow \infty$  时,序列  $\{P_n^k\}$  收敛于  $P_n^*$ ,再根据式 (11) 可计算得到  $w_{n+1}^*$ . 由于波束赋形能降低干扰,所以对于下一轮的功率控制,可以保证其发射功率比上一次迭代得到降低,即  $P_{n+1}^* \leq P_n^*$ ,又  $P_{n+1}^* = \Psi(P_n^*, \gamma, \rho, w_n^*)$  为  $P_n^*$  的标准干扰函数,而且  $\{\Psi(P_n^k, \gamma, \rho, w_n^*)\} \geq 0$ ,由此可得到序列  $\{P_n^k\}$  为一递减的非负序列,故其一定收敛. 由标准干扰函数的性质,其一定收敛到  $\Psi(P_n^*, \gamma, \rho, w_n^*)$  的固定点,即  $\Psi(P^*, \gamma, \rho, w_n^*) = P^*$ .

### 1.3 复杂度分析

分析算法 1,可知算法主要的计算过程包括一层内迭代和一层外迭代. 第  $p$  次内迭代包括计算步骤 2 和多次计算步骤 3,步骤 2 算法的复杂度主要体现在计算矩阵  $\Phi_{i,j}^{UL}$  的逆,其复杂度为  $\mathcal{O}(L_i^3)$ ,其中  $L_i$  为基站天线数目;步骤 3 为多次计算简单的除法运算,可认为其复杂度与其迭代次数相关,即  $\mathcal{O}(1)$   $q_p Z, q_p$  为步骤 3 收敛时需要迭代的次数. 则每次内迭代的复杂度为  $\mathcal{O}(L_i^3) + \mathcal{O}(1) q_p$ ,而算法总的复杂度为  $\sum_p (\mathcal{O}(L_i^3) + \mathcal{O}(1) q_p)$ .

## 2 仿真及结果

采用 3GPP 推荐的仿真场景<sup>[12]</sup>,仿真场景是由 3 个基站组成的网络,基站的功率为 40 W.

每个基站服务的用户数为 10,且用户位置均匀分布. 不失一般性,假设所有用户的速率需求相同,即  $\gamma_{i,j} = \gamma$ . 大尺度衰落 (包括路损和阴影) 和小尺度衰落分别采用文献 [12] 中的模型和瑞利分布模型,其他仿真参数如表 1 所示.

表 1 仿真参数

系统参数	数值
小区半径/m	500
基站最大功率/dBm	46
基站天线数目	1, 2, 4, 8, 64, 128
路损模型	$128.1 + 37.6 \lg(d)$
阴影 (对数正态分布)	均值为 0, 方差为 8 dB
基站天线增益/dBi	15
用户天线增益/dBi	0
噪声/(dBm · Hz <sup>-1</sup> )	-162
带宽/MHz	10
载波数	600

图 2 和图 3 显示的是平均总传输功率在不同传输天线场景的变化情况. 由图 2 可以看出,当  $\bar{\rho} = \{0.4, 0.5, 0.6\}$  时,单天线的基站不能支持  $\gamma = 600$  kbit/s 的速率进行传输,因为 3 个基站所需要的传输功率已经超过总的最大发射功率 120 W. 而由图 3 可以看出,多天线场景的基站能在满足用户 QoS 需求的同时大大降低基站的传输功率. 特别是 64 天线的场景,在用户速率需求为 600 kbit/s 时,基站的发射功率仅为 0.35 W 左右,其所需的发射功率小于单天线发射功率的 1/64. 由仿真结果可以看出,发射功率下降的趋势与天线数目 (增加) 的关系不再是线性关系,而是超线性关系. 这种超线性关系随着天线数目的增加变得更为明显. 由于受限于篇幅,其他仿真结果就不在此一一列出了.

由图 2 和图 3 的结果对比可看出,在单天线场景中,基站传输功率随着用户速率需求的变化接近于指数方式的增长,这种趋势在负载较轻时特别明显,如  $\bar{\rho} = 0.4$ . 而在多天线场景,基站传输功率与用户速率需求接近于线性关系,天线数目越多,这一趋势越明显. 仿真结果表明,为了满足用户的速率需求与小区的负载限制,多天线更有利于降低基站总的发射功率,这也验证了多天线应用于下一代的无线通信系统可以带来更好的能效.

由图 2 和图 3 可看出负载的影响在相同用户数、相同用户 QoS 需求的前提下,无论是单天线还是多天线场景,负载越大,基站发射功率越低,这说明提高小区的负载率能降低系统的能耗. 因此,对



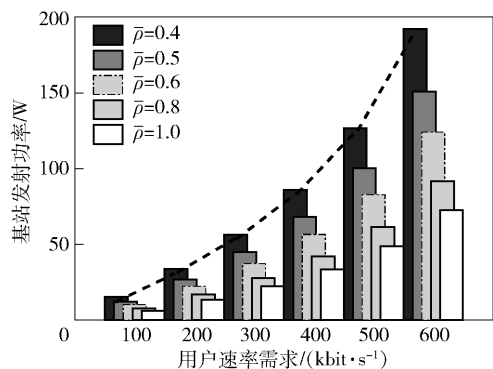
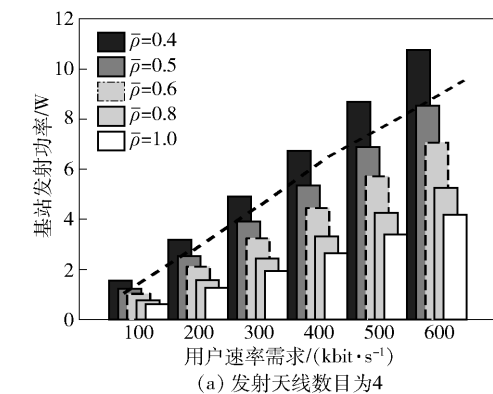
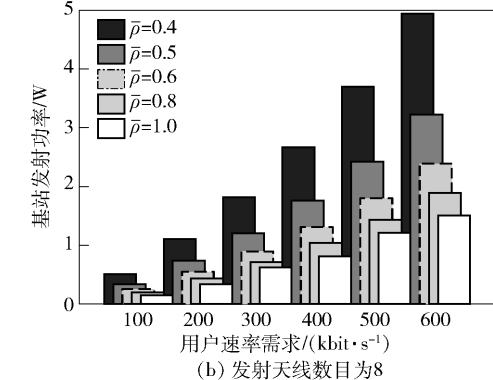


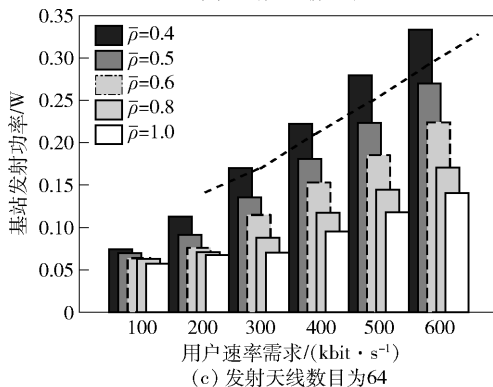
图 2 基站(单天线)发射功率与用户速率需求的关系



(a) 发射天线数目为4



(b) 发射天线数目为8



(c) 发射天线数目为64

图 3 基站(多天线)发射功率与用户速率需求的关系

于 MIMO-OFDM 系统,提高网络负载也是提升系统能效的手段之一,即通过小区间的负载均衡也可以

达到降低系统能耗的目的。

图 4 显示的是不同天线数场景的仿真时间对比。可以看出,所提算法在多天线场景的收敛时间更短,原因是多天线场景的迭代次数比单天线场景要少得多,所以多天线场景的计算时间比单天线场景短。注意到 128 天线场景的仿真时间比 64 的稍微长一些,这主要是由于 128 天线场景的迭代次数相对于 64 天线场景而言下降不多,而由于其天线数目比 64 天线场景的天线数目多很多,所以,单次迭代计算时间也更长。这使得其最终的收敛时间比 64 天线场景的长,但 128 天线的收敛时间也远小于单天线场景。

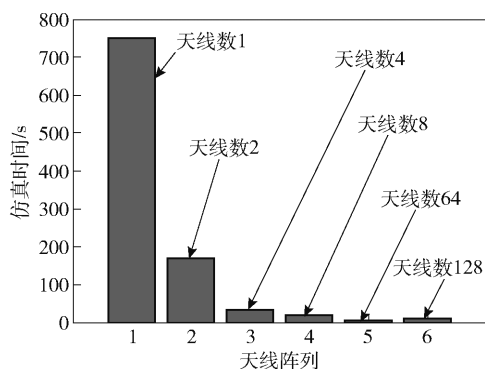


图 4 仿真时间与天线数目的变化关系

最后,将所提出的波束赋形算法与传统算法如最大比传输(MRT, maximum ratio transmission)和迫零波束赋形(ZFBF, zero-forcing beamforming)<sup>[7,13]</sup>进行对比,如图 5 所示。可见,所提的波束赋形算法比传统波束赋形算法更节能,且功率增加的速率相对是最低的。同时,随着天线数目的增加,所提算法相对于 ZFBF 算法的发射功率差减小,对于天线数目为 64 的场景,所提的算法与 ZFBF 的性能差距几乎很小。随着天线数目的增加,ZFBF 算法性能渐渐接近理论上的最优波束赋形<sup>[7]</sup>。综上所述,随着天线数目的增加,所提算法性能渐渐接近于理论上的最优,而当天线数目较少时,所提算法的性能优于传统算法,如 MRT 和 ZFBF。

### 3 结束语

对于 MIMO-OFDM 场景,采用更为接近实际的干扰模型对能量优化问题进行研究。为了解决功率与波束赋形联合优化的问题,提出两阶段的解决方案,并对所提算法的收敛性给出了数学证明。仿真结果表明,所提算法应用于多天线场景时,与以往的

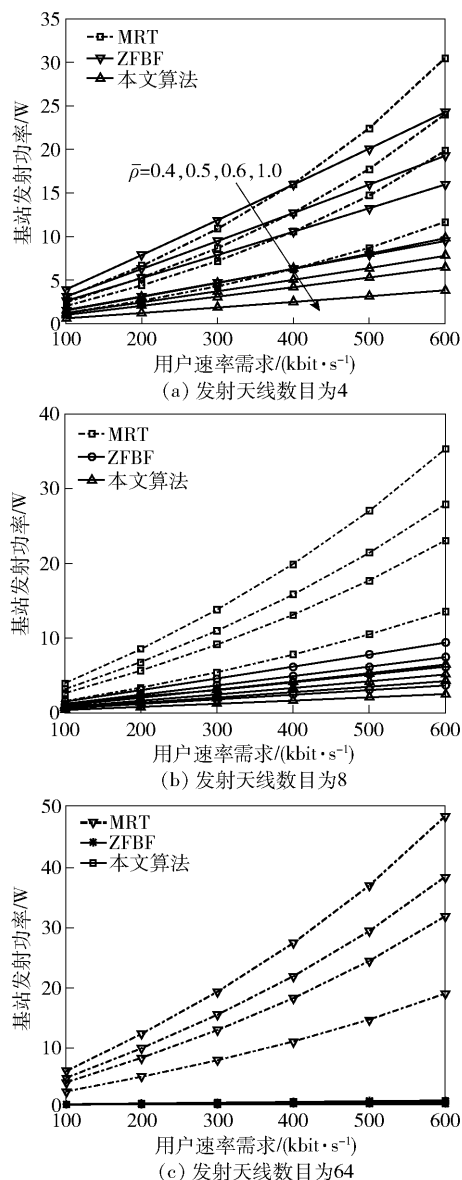


图5 所提出的波束赋形算法与传统波束赋形算法的比较

单天线方案相比,收敛速度更快,并且在天线数目比较少时,与传统的 MRT、ZFBF 算法相比,所提算法有更好的节能性能,而随着天线数目的增加,所提算法的性能渐渐逼近于理论上的最优. 所提方案可扩展应用于大规模的 MIMO-OFDM 技术场景,即下一代无线通信 5G.

#### 参考文献:

- [1] 陈军, 冯穗力, 黄妙娜, 张远见. 多区间功放预失真方案与 FPGA 实现[J]. 北京邮电大学学报, 2012, 35(1): 90-94.  
Chen Jun, Feng Suili, Huang Miaona, et al. Multi-intervals digital predistortion solution on RF amplifier and FP-

GA implementation [J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2012, 35(1): 90-94.

- [2] Yunas S F, Valkama M, Niemela J. Spectral and energy efficiency of ultra-dense networks under different deployment strategies[J]. IEEE Commun Mag, 2015, 53(1): 90-100.
- [3] Su Liyan, Yang Chenyang, Xu Zhikun, et al. Energy-efficient downlink transmission with base station closing in small cell networks[C] // Proc IEEE Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). Vancouver: [s. n.], 2013: 4784-4788.
- [4] 黄妙娜, 冯穗力, 陈军, 等. LTE 网络中多目标优化的动态负载均衡算法[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(9): 2152-2157.  
Huang Miaona, Feng Suili, Chen Jun, et al. Dynamic load balancing scheme for multi-objective optimization in LTE networks[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2014, 36(9): 2152-2157.
- [5] Chen Jun, Feng Suili, Huang Miaona. Joint antenna selection and robust beamforming design in multi-cell distributed antenna system [J]. China Communication, 2014, 11(4): 85-97.
- [6] Song Bongyong, Cruz R L, Rao B D. Network duality for multiuser MIMO beamforming networks and applications [J]. IEEE Trans Commun, 2007, 55(3): 618-630.
- [7] Björnson E, Bengtsson M, Ottersten B. Optimal multiuser transmit beamforming: a difficult problem with a simple solution structure[J]. IEEE Signal Process Mag, 2014, 31(4): 142-148.
- [8] Ho C K, Di Yuan, Lei Lei, et al. Power and load coupling in cellular networks for energy optimization [J]. IEEE Trans Wireless Commun, 2015, 14(1): 509-519.
- [9] Tse D, Viswanath P. Downlink-uplink duality and effective bandwidths [C] // Proc IEEE Int Symp Inf Theory (ISIT). Lausanne: [s. n.], 2002: 52.
- [10] Rashid-Farrokhi F, Tassiulas L, Liu K J R. Joint optimal power control and beamforming in wireless networks using antenna arrays[J]. IEEE Trans Commun, 1998, 46(10): 1313-1323.
- [11] Cavalcante R L G, Pollakis E, Stanczak S. Power estimation in LTE systems with the general framework of interference mappings [C] // Proc IEEE Global Conference on Signal Processing and Information Processing. Atlanta: [s. n.], 2014: 818-822.
- [12] Goldsmith A. Wireless communications [M]. Britain: Cambridge University Press, 2004: 201-320.