



研究与开发

3D MIMO-OFDMA 系统中基于垂直波束成形的能效优化算法

李汀, 仇林杰, 季薇

(南京邮电大学通信与信息工程学院, 江苏 南京 210003)

摘要: 针对三维多输入多输出 (3D MIMO) 正交频分多址 (OFDMA) 系统, 提出了一种能效优化算法。该算法在垂直波束成形技术下, 以能量效率最大化为目标, 通过调整资源分配、功率分配、天线的波束下倾角来提高系统能量效率。根据分数优化理论, 将复杂的分数优化问题转化为较易求解的整式优化问题, 然后引入拉格朗日乘子通过不断迭代得到能量效率的最优值。仿真结果表明, 所提算法在较少迭代次数下可以获得更高的能量效率。

关键词: 三维多输入多输出; 垂直波束成形; 能量效率; 分数优化理论

中图分类号: TN929

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2017266

Energy-efficient optimization algorithm based on vertical beamforming for 3D MIMO-OFDMA system

LI Ting, QIU Linjie, JI Wei

School of Communication and Information Engineering,
Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China

Abstract: An energy-efficient optimization algorithm was proposed for the 3D MIMO-OFDMA communication system. The proposed algorithm based on vertical beamforming technology maximized energy efficiency by adjusting the resource allocation, power allocation and the downtitles of the beam. According to the theory of fractional optimization, the complex fractional optimization problem could be converted into a more tractable integral optimization problem. The lagrangian operator was introduced to obtain the optimal value of energy efficiency by iteration. Simulation results show that the proposed algorithm can achieve higher energy efficiency with fewer iterations.

Key words: 3D MIMO, vertical beamforming, energy efficiency, fractional optimization theory

收稿日期: 2017-07-02; 修回日期: 2017-09-20

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61771254, No.61471200), 江苏省自然科学基金资助项目 (No.BK20140881), 南京邮电大学横向项目 (No.2016 外 71)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.61771254, No.61471200), Jiangsu Provincial Natural Science Foundation of China (No.BK20140881), The Horizontal Project of Nanjing University of Posts and Telecommunications (No.2016 Out-of-School 71)



1 引言

随着无线通信技术的飞速发展,各种新型传输技术的使用以及传输方案的设计都可以不同程度地提高系统的吞吐量,这使得移动数据的传输速率呈现指数级增长趋势,但是传输速率飞速增长的同时,能量消耗速度急剧增加,通信设备的成本也随之不断提高。同时,无线通信系统巨大的能量消耗产生了大量的气体排放,引起环境污染。因此,在传输过程中,要充分考虑能量损耗因素,实现绿色通信,这也体现了可持续发展的思想。

在通信系统中,由于基站和用户终端的数量庞大,产生了巨大的能量损耗,其中,基站产生的能量占据了绝大部分比例,随着4G网络的不断完善以及5G网络的兴起,通信产业将会产生更多的能量损耗。大量的能量被消耗意味着巨额的电费成本开支,在整个网络通信过程中,电费开支大约占总成本的20%~30%,并且随着用户数量的增长和用户对服务质量要求的不断提高,电费开支占总成本的比例会进一步提高。对于运营商而言,为了使利润持续增长,需要尽可能地降低能耗来减少运营的成本,从而提高收入。对于终端用户而言,提高能量效率能够延长设备的使用寿命。致力于推进5G发展的欧洲研究小组METIS明确提出,能量效率应作为5G的关键指标之一^[1]。5G系统中能量效率的研究在多蜂窝系统、超蜂窝系统、中继系统、多用户系统等不同场景中都展开了广泛的研究^[2-6]。

3D MIMO (three dimensional multiple-input multiple-output, 三维多输入多输出) 技术是5G的重要技术之一,因此,在3D MIMO场景下探讨能量效率也具有重要的研究意义。

对于通信系统传输过程的研究,能量效率问题受到越来越多的关注。参考文献[7]证明了在OFDMA无线系统中,能量效率会随着信道增益

及子载波数目的增加而增加,随着电路能耗的增加而减少。在此基础上,提出了功率及子载波资源分配方案,该方案提高了系统的能量效率。参考文献[8]研究了SISO-OFDM系统下行链路的能效资源分配问题,将非凸优化问题转化为凸优化问题,给出了有效的资源分配算法。但考虑的场景是SISO (single input single output, 单输入单输出) 系统,在MIMO场景下该方案并不适用。参考文献[9]基于MIMO-OFDMA无线通信系统提出了一种服务质量约束条件下的功率、子载波资源分配方案,该方案可以实现系统能效性能的最大化。在3D MIMO下行链路传输系统中,基站天线发送给小区用户的波束下倾角也影响系统的能量效率^[10,11]。大多数能效优化的文献都是首先以系统总的吞吐量与总功耗的比值得到系统的能量效率,能效优化问题实质就是一个分数优化问题,然而直接求解此分数优化问题通常比较困难。参考文献[12]将分数优化问题转化为等效的整式优化问题,这样可以更有效地解决优化问题。

在调研上述文献之后,本文针对3D MIMO-OFDMA这一新型系统,充分利用垂直维的自由度,综合考虑功率分配、资源分配以及天线的波束下倾角,将能效最大化的分式优化问题转化为整式优化问题,提出了一种基于拉格朗日乘子法的能效优化迭代算法,用于求解能效最优时的功率和资源分配方案以及天线的波束下倾角。

2 3D MIMO 信道模型和天线阵列结构

本文采用的信道模型为三维空间信道模型 (three dimension spatial channel model, 3D SCM)^[13]。与传统2D SCM只考虑水平维度的到达角和离开角不同,3D SCM还考虑了垂直维的自由度。3D SCM架构如图1所示。

假设发送端和接收端之间有 N 条主径,每条主径有 M 条子径。在发送端,每条路径都有水平

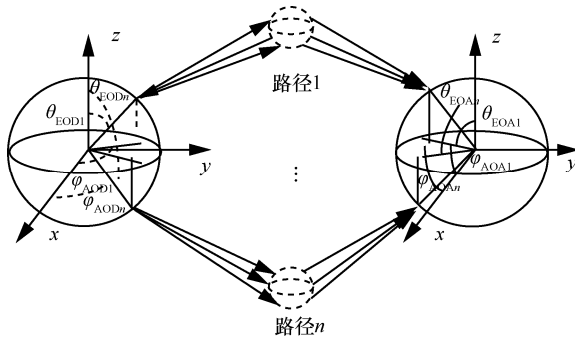


图1 3D SCM 架构

离开角 (azimuth angle of departure, AOD) 和垂直离开角 (elevation angle of departure, EOD); 在接收端, 每条路径都有水平到达角 (azimuth angular of arrival, AOA) 和垂直到达角 (elevation angle of arrival, EOA)。发送天线 s 经过第 n 条主径到达接收天线 u 的信道系数可表示为:

$$H_{u,s,n}(t) = \sqrt{P_n / M} \times \sum_{m=1}^M \begin{bmatrix} F_{\text{rx},u,\theta}(\theta_{n,m,\text{EOA}}, \varphi_{n,m,\text{AOA}}) \\ F_{\text{rx},u,\varphi}(\theta_{n,m,\text{EOA}}, \varphi_{n,m,\text{AOA}}) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \exp(j\phi_{n,m}^{\theta\theta}) & \sqrt{\kappa_{n,m}} \exp(j\phi) \\ \sqrt{\kappa_{n,m}} \exp(j\phi_{n,m}^{\theta\theta}) & \exp(j\phi_{n,m}^{\varphi\varphi}) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} F_{\text{tx},s,\theta}(\theta_{n,m,\text{EOD}}, \varphi_{n,m,\text{AOD}}) \\ F_{\text{tx},s,\varphi}(\theta_{n,m,\text{EOD}}, \varphi_{n,m,\text{AOD}}) \end{bmatrix} \times \exp(j2\pi\lambda^{-1}(r_{\text{tx},n,m} \cdot d_{\text{tx},u})) \times \exp(j2\pi\lambda^{-1}(r_{\text{tx},n,m} \cdot d_{\text{tx},s})) \times \exp(j2\pi\nu_{n,m}t) \quad (1)$$

其中, $F_{\text{rx},u,\theta}$ 和 $F_{\text{rx},u,\varphi}$ 分别代表第 u 根接收端天线的垂直基底方向极化复增益和水平基底方向极化复增益; $F_{\text{tx},s,\theta}$ 和 $F_{\text{tx},s,\varphi}$ 分别代表第 s 根发送端天线的垂直基底方向极化复增益和水平基底方向极化复增益; $\theta_{n,m,\text{EOA}}$ 和 $\varphi_{n,m,\text{AOA}}$ 分别代表第 n 条主径的第 m 条子径的 EOA 和 AOA; $\theta_{n,m,\text{EOD}}$ 和 $\varphi_{n,m,\text{AOD}}$ 分别代表第 n 条主径的第 m 条子径的 EOD 和 AOD; κ 为交叉极化鉴别率 (cross polarization power ratio, XPR); $d_{\text{rx},u}$ 和 $d_{\text{tx},s}$ 分别代表接收端第 u 根天线和发送端第 s 根天线的位置矢量; $\nu_{n,m}$ 代表第 n 条主径的第 m 条子径的多普勒频率分量。

发送天线 s 的极化复增益矩阵可以进一步

写为:

$$\begin{bmatrix} F_{\text{tx},s,\theta}(\theta_{n,m,\text{EOD}}, \varphi_{n,m,\text{AOD}}) \\ F_{\text{tx},s,\varphi}(\theta_{n,m,\text{EOD}}, \varphi_{n,m,\text{AOD}}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \alpha \sin \theta_{n,m,\text{EOD}} + \sin \alpha \sin \theta_{n,m,\text{EOD}} \cos \varphi_{n,m,\text{AOD}} \\ \cos \alpha \cos \varphi_{n,m,\text{AOD}} \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中, α 表示天线极化角度。

接收天线 u 的极化复增益矩阵为:

$$\begin{bmatrix} F_{\text{rx},u,\theta}(\theta_{n,m,\text{EOA}}, \varphi_{n,m,\text{AOA}}) \\ F_{\text{rx},u,\varphi}(\theta_{n,m,\text{EOA}}, \varphi_{n,m,\text{AOA}}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \alpha \sin \theta_{n,m,\text{EOA}} + \sin \alpha \sin \theta_{n,m,\text{EOA}} \cos \varphi_{n,m,\text{AOA}} \\ \cos \alpha \cos \varphi_{n,m,\text{AOA}} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$r_{\text{tx},n,m}$ 为对应于到达方向 $(\theta_{n,m,\text{EOA}}, \varphi_{n,m,\text{AOA}})$ 所表征的单位矢量, 即:

$$r_{\text{tx},n,m} = [\cos \theta_{n,m,\text{EOA}} \cos \varphi_{n,m,\text{AOA}}, \cos \theta_{n,m,\text{EOA}} \sin \varphi_{n,m,\text{AOA}}, \sin \theta_{n,m,\text{EOA}}] \quad (4)$$

$r_{\text{tx},n,m}$ 为对应于离开方向 $(\theta_{n,m,\text{EOD}}, \varphi_{n,m,\text{AOD}})$ 所表征的单位矢量, 即:

$$r_{\text{tx},n,m} = [\cos \theta_{n,m,\text{EOD}} \cos \varphi_{n,m,\text{AOD}}, \cos \theta_{n,m,\text{EOD}} \sin \varphi_{n,m,\text{AOD}}, \sin \theta_{n,m,\text{EOD}}] \quad (5)$$

3D MIMO 系统根据三维信道状态信息, 可以调整基站端有源天线的三维波束成形权值, 使波束的主瓣在三维空间内更好地对齐所要传输的用户, 从而提高用户接收到的功率和用户端的信干噪比, 进而提高系统总的吞吐量。图 2 为多用户 3D MIMO 系统波束成形示意。从图 2 中可以看出, 若采用传统的 2D MIMO 波束成形技术, 只能区分用户 1 和用户 2, 而很难区分具有相同水平位置的用户 2 和用户 3。但是, 对于基于有源天线的 3D MIMO 波束成形技术, 虽然用户 2 和用户 3 具有相同的水平方位角, 但是他们具有不同的垂直仰角, 3D MIMO 可以利用垂直维度的信道状态信息来区分用户 2 和用户 3。因此, 基于有源天线的 3D MIMO 系统可以获得更高的系统吞吐量。

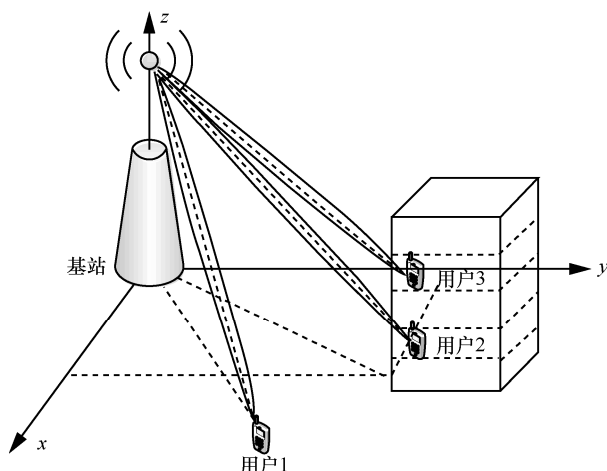


图2 多用户 3D MIMO 系统波束成形示意

3 下行链路基站能量损耗模型

本文考虑实际下行链路传输过程中的基站能量损耗模型。在下行链路传输过程中，天线发送功率在系统总的能量损耗中占据了较大部分，在传统多天线技术中系统的能量损耗也主要考虑功率放大器（以下简称功放）上消耗的能量，但是每根天线单元中的电器设备也占据着一定的能量，这些能量也是不可忽略的，尤其是当天线数目比较多时。根据 LTE 基站的模型，下行链路传输过程中各电路模块组成模型如图 3 所示。

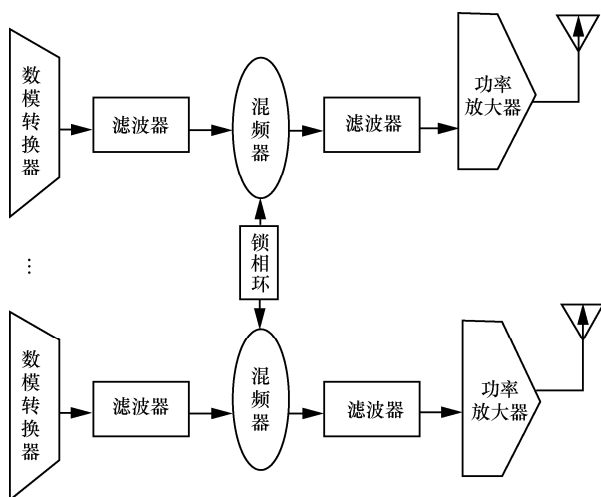


图3 下行链路传输过程中各电路模块组成模型

由参考文献[14]可知，基站每根天线在下行链路工作时，其平均功率消耗主要由两部分组成：

电路能耗和功放能耗。电路能耗 P_c 是指电器硬件设备消耗的能量，这些电路设备包括数模转换器 (DAC)、滤波器、混频器、锁相环等。故发送端电路功耗的计算式为：

$$P_c = P_{\text{DAC}} + P_{\text{filter}} + P_{\text{mixer}} + P_{\text{LO}} \quad (6)$$

其中， P_{DAC} 表示数模转换器的功率损耗， P_{filter} 表示滤波器的功率损耗， P_{mixer} 表示混频器的功率损耗， P_{LO} 为锁相环同步所需要的功率损耗。根据参考文献[15]，功放能耗模型在实际系统中的取值见表 1。

表 1 功放能耗模型在实际系统中的取值

电路模块	数模转换器	滤波器	混频器	锁相环同步器
功耗/mW	15.6	20	30.3	50

功放能耗是所有功率放大器的能量消耗 P_{PA} ，它随着天线发送功率 P_t 线性变化。它们之间的关系式近似表示为：

$$P_{\text{PA}} = (1 + \beta) P_t \quad (7)$$

其中， $\beta = \varepsilon / \eta - 1$ ， η 表示功放的漏极效率， ε 表示基带信号的峰均比 (peak to average ratio, PAR)，其值取决于调制方式和星座图点数^[16]，例如，对于 NQAM 调制， $\varepsilon = 3(\sqrt{N} - 1/\sqrt{N} + 1)$ ；

对于 QPSK 调制， $\varepsilon = 1$ 。本文采用 QPSK 的基带调制，故下行链路总的功率损耗为：

$$\begin{aligned} P_{\text{total}} &= P_{\text{PA}} + M P_c \\ &= P_t / \eta + M (P_{\text{DAC}} + P_{\text{filter}} + P_{\text{mixer}}) + P_{\text{LO}} \end{aligned} \quad (8)$$

其中， M 为天线根数。

4 系统模型

本文所考虑的系统为下行单小区 3D MI-MO-OFDMA 系统，如图 4 所示，系统中有一个基站配置 S 根天线和 M 个接收用户。假设信道为块时变的慢衰落信道，并且基站知道信道状态信息 (channel state information, CSI)。系统总的频谱资源被划分为每组 N 个正交的资源模块，每个资源模块由 K 个频率上相邻的子载波组成。

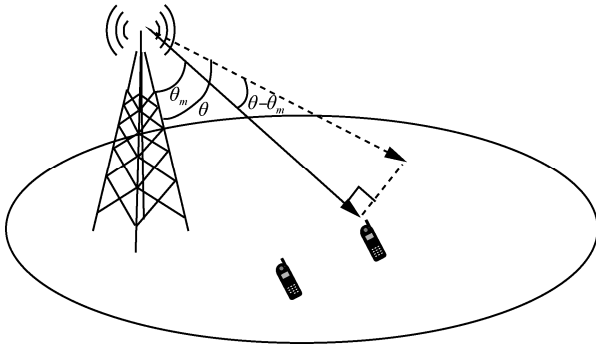


图4 3D MIMO 单小区多用户系统

设第 n 个资源模块的第 k ($k=1,2,\dots,K$) 个子载波为 $k(n)$ 。为了防止不同用户间的相互干扰,假设每个资源模块只发送给一个用户。记发送给第 m 个用户的第 n 个资源模块的第 k 个子载波的功率为 $P_{m,k(n)}$, $h_{m,k(n)}$ 代表第 n 个资源模块的第 k 个子载波发送到第 m 个用户时的信道增益。记基站天线发送给用户时垂直维度的波束下倾角为 θ , θ_m 为小区第 m 个用户基于位置的垂直到达角,则发送给第 m 个用户的波束角度与用户期望的辐射角度间的夹角为 $\theta - \theta_m$ 。本文仅考虑信道的小尺度衰落,从图4中可以看出,天线的发射功率乘以3D MIMO 信道的小尺度增益 $P_{m,k(n)} h_{m,k(n)}$ 为基站按照天线波束下倾角 θ 发送给用户的功率,即当用户的垂直到达角 $\theta_m = \theta$ 时,用户能获得的信号功率;当 $\theta_m \neq \theta$ 时,即用户的垂直到达角不等于天线的波束下倾角时,从图4中的三角关系示意可以看出,此时第 m 个用户实际接收到第 n 个资源模块的第 k 个子载波的信号功率应该为 $P_{m,k(n)} h_{m,k(n)}$ 乘以一个余弦夹角,即 $P_{m,k(n)} h_{m,k(n)} \cos(\theta - \theta_m)^{[17,18]}$ 。设用户受到的噪声为均值为0、方差为 σ^2 的加性高斯白噪声。因此第 m 个用户接收到第 n 个资源模块的第 k 个子载波后用户端的信干噪比为:

$$SINR_{m,k(n)} = \frac{P_{m,k(n)} h_{m,k(n)} \cos(\theta - \theta_m)}{\sigma^2} \quad (9)$$

由香农定理知,第 n 个资源模块的第 k 个子载波发送给第 m 个用户的传输速率为:

$$R_{m,k(n)} = B \log \left(1 + \frac{P_{m,k(n)} h_{m,k(n)} \cos(\theta - \theta_m)}{\sigma^2} \right) \quad (10)$$

其中, B 表示子载波的带宽。

故第 n 个资源模块发送给第 m 个用户的传输速率为:

$$R_{m(n)} = \sum_{k=1}^K B \log \left(1 + \frac{P_{m,k(n)} h_{m,k(n)} \cos(\theta - \theta_m)}{\sigma^2} \right) \quad (11)$$

第 n 个资源模块发送给第 m 个用户总的功率为:

$$P_{m,n} = \sum_{k=1}^K P_{m,k(n)} \quad (12)$$

则总的系统吞吐量可以表示为:

$$C_{\text{total}} = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N s_{m,n} R_{m(n)} \quad (13)$$

其中, $s_{m,n}$ 表示第 n 个资源模块是否分配给了第 m 个用户, $s_{m,n} \in \{0,1\}$ 。

由式(13)可知,系统总的吞吐量与功率分配、资源模块分配以及天线的波束下倾角有关,因此把总的系统吞吐量记为 $C(P,S,\theta)$ 。这里 P 、 S 、 θ 分别代表功率、资源模块、波束下倾角分量。此系统下,总的功率损耗计算式为:

$$P_{\text{total}} = P_c + \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \frac{P_{m,n}}{\eta} + P_{\text{LO}} \quad (14)$$

其中, P_c 为天线持续的电路损耗功率,其包括发送滤波器、混频器、频率合成器、数模转换器的电路损耗功率,与实际的发射功率无关。也就是说,式(14)的第一项表示被激活的天线所消耗的总能耗,第二项表示基站的射频放大器的总功率能耗。 η 表示功放的漏极效率, P_{LO} 表示与发送端天线根数无关的同步器的能耗。故由式(14)可知,系统总的能耗与功率分配、资源模块分配有关,把系统总的功率能耗记为 $A(P,S)$ 。因此能量效率的计算式为:



$$EE = \frac{C_{\text{total}}}{P_{\text{total}}} \quad (15)$$

可记为:

$$EE(P, S, \theta) = \frac{C(P, S, \theta)}{A(P, S)} \quad (16)$$

因此, 基于垂直波束成形的资源分配方案 (P^*, S^*, θ^*) 可通过求解下述最优化问题得到:

$$\begin{aligned} & \max_{P, S, \theta} EE(P, S, \theta) \\ \text{s.t. (C1)} & \sum_{n=1}^N s_{m,n} R_{m,n} \geq R_m \\ \text{(C2)} & \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N s_{m,n} P_{m,n} \leq P_T \\ \text{(C3)} & \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N s_{m,n} \leq 1 \\ \text{(C4)} & P_{m,n} \geq 0, \quad \forall m, n \\ \text{(C5)} & s_{m,n} \in \{0, 1\} \quad \forall m, n \\ \text{(C6)} & 0^\circ \leq \theta \leq 180^\circ \end{aligned} \quad (17)$$

其中, C1 是确保系统能够满足用户 m 至少需要的最小传输速率 R_m 的约束条件。C2 是下行链路基站发送功率约束条件, P_T 表示基站发出的总功率。C3 和 C5 是确保每个资源模块服务于一个用户。C4 是确保基站发送功率为正值。C6 是波束下倾角的约束条件。

5 能效优化迭代算法

式 (17) 的目标优化函数为非凸函数, 且约束条件较多, 直接求解此最优化问题基本上是不可行的, 为了得到能效优化资源分配算法, 根据分数优化理论^[19]首先对目标函数进行变换。

设约束参数的取值集合为 $\mathbf{O}$, $(P^*, S^*, \theta^*) \in \mathbf{O}$ 为式 (20) 的最优解, q^* 为最优的能量效率值。则有:

$$q^* = \frac{C(P^*, S^*, \theta^*)}{A(P^*, S^*)} \geq \frac{C(P, S, \theta)}{A(P, S)}, \quad \forall \{P, S, \theta\} \in \mathbf{O} \quad (18)$$

因此有:

$$\begin{aligned} C(P, S, \theta) - q^* A(P, S) & \leq 0 \\ \text{且 } C(P^*, S^*, \theta^*) - q^* A(P^*, S^*) & = 0 \end{aligned} \quad (19)$$

即若 $\{P^*, S^*, \theta^*\} \in \mathbf{O}$ 为式 (17) 的最优解, 则对于 $\forall (P, S, \theta) \in \mathbf{O}$, 有:

$$\begin{aligned} C(P, S, \theta) - q^* A(P, S) & \leq 0 \\ C(P^*, S^*, \theta^*) - q^* A(P^*, S^*) & = 0 \end{aligned} \quad (20)$$

上述计算式表明:

$$\frac{C(P, S, \theta)}{A(P, S)} \leq q^*, \quad \forall (P, S, \theta) \in \mathbf{O} \quad (21)$$

并且有:

$$\frac{C(P^*, S^*, \theta^*)}{A(P^*, S^*)} = q^* \quad (22)$$

故在相同约束条件下, 求 $\frac{C(P, S, \theta)}{A(P, S)}$ 的最大值可以等效为求 $C(P, S, \theta) - qA(P, S)$ 的最大值。故接下来可以关注等效的目标优化函数。

能效优化问题等效的最优化问题如下所述:

$$\begin{aligned} & \max_{P, S, \theta} C(P, S, \theta) - qA(P, S) \\ \text{s.t.} & \text{C1} \sim \text{C6} \end{aligned} \quad (23)$$

所等效的最优化问题式 (23) 是一个联合优化问题。为了得到有效的资源分配算法, 对如何获得 (P^*, S^*, θ^*) 进行讨论。

令 $F(q) = C(P, S, \theta) - qA(P, S)$, 则当 $q = q^*$ 、 $P = P^*$ 、 $S = S^*$ 、 $\theta = \theta^*$ 时, $F(q)$ 取得最大值。对于给定的 q , 最优化问题 (23) 的拉格朗日函数为:

$$\begin{aligned} L(\mu, \lambda, \beta, P, S, \theta) & = \left[\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N s_{m,n} R_{m(n)} - \right. \\ & q \left(\varepsilon \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N s_{m,n} P_{m,n} + SP_c + P_{LO} \right) + \sum_{m=1}^M \mu_m \left(\sum_{n=1}^N s_{m,n} R_{m(n)} - r \right) + \\ & \lambda \left(P_T - \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N s_{m,n} P_{m,n} \right) + \beta (\theta - 180) \\ & = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M (1 + \mu_m) s_{m,n} R_{m(n)} - \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M (q\varepsilon + \lambda) s_{m,n} P_{m,n} + \\ & \lambda P_T - \sum_{m=1}^M \mu_m R_{m(n)} - qSP_c + \beta (\theta - 180) \end{aligned} \quad (24)$$

其中, $\mu_m \geq 0$ 、 $\lambda \geq 0$ 、 $\beta \geq 0$ 分别表示与用户的接收速率约束变量、发送功率约束变量和波束下倾角约束变量相对应的拉格朗日乘子。

首先, 对发送给小区中心用户的波束下倾角固定, 先对资源和功率分配进行优化。则:

$$\max_{\{P_n, S_n\}} L(P_n, S_n) = \sum_{m=1}^M \left[(1 + \mu_m) R_{m(n)} - (q\varepsilon + \lambda) P_{m,n} \right] \quad (25)$$

则根据 KKT (Karush-Kuhn-Tucker, 卡罗需—库恩—塔克) 条件可得:

$$P_{m,k(n)}^* = \left(\frac{(1 + \mu_m)B}{(q\varepsilon + \lambda) \ln 2} - \frac{\sigma^2}{h_{m,k(n)} \cos(\theta - \theta_m)} \right) \quad (26)$$

将式 (26) 代入式 (25), 则式 (25) 可以写为:

$$\Gamma_{m,n} = \max_{P_n^*} L(S_n, P_n^*, \theta) \quad (27)$$

则最优化资源分配方案可以通过式 (28) 得到:

$$s_{m,n}^* = \begin{cases} 1, m = \arg \max_{1 \leq m \leq M} \Gamma_{m,n} \\ 0, \text{其他} \end{cases} \quad (28)$$

在资源分配和功率分配之后, 把式 (26) 和式 (28) 代入式 (24), 然后对 θ 求偏导得:

$$\theta^* = \frac{\sum_{m=1}^M (1 + \mu_m) \theta_m - \frac{\beta \ln 2}{B}}{\sum_{m=1}^M (1 + \mu_m)} \quad (29)$$

拉格朗日乘子在第 l 次迭代的更新式为:

$$\begin{cases} \beta^{l+1} = [\beta^l - \tau_\beta^l (180 - \theta^*)]^+ \\ \lambda^{l+1} = \left[\lambda^l - \tau_\lambda^l \left(P_T - \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N s_{m,n}^* P_{m,n}^* \right) \right]^+ \\ \mu_m^{l+1} = \left[\mu_m^l - \tau_{\mu_m}^l \left(\sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N s_{m,n}^* R_{m,n} - R_m \right) \right]^+ \end{cases} \quad (30)$$

其中, l 表示迭代因子, τ_β^l 、 τ_λ^l 、 $\tau_{\mu_m}^l$ 表示合适的迭代步长, $[x]^+ = \max\{0, x\}$ 。拉格朗日乘子根据式 (30) 不断迭代直到算法收敛。

本文提出了一种迭代算法以解决式 (24) 的最优化问题。在算法实现中, 假设信道状态信息是已知的, 并且子载波的信道带宽小于相干带宽。迭代资源分配算法流程如下。

初始化 (μ, λ, β) , 初始化最大迭代步数 $L_{\max}$ 、最大容忍值 ξ 、 τ_β^l 、 τ_λ^l 、 $\tau_{\mu_m}^l$

设迭代步数 $l=0$ 时, 最大的能量效率值 $q=0$

repeat 主循环进行迭代

计算每个资源模块 RB $n=1$ to N 送给用户 m 时的增益 $h_{m,k(n)}$

for 每个用户 $m=1$ to M

根据式 (26) ~ 式 (28) 计算 $P_{m,k(n)}^*$ 和 $s_{m,n}^*$

end for

根据式 (29) 计算 θ^*

if $C(P^*, S^*, \theta^*) - qA(P^*, S^*) < \xi$

Convergence=true

返回 $\{P^*, S^*, \theta^*\}$, $q^* = \frac{C(P^*, S^*, \theta^*)}{A(P^*, S^*)}$

else

令 $q = \frac{C(P^*, S^*, \theta^*)}{A(P^*, S^*)}$, $l = l + 1$

Convergence=false

根据式 (30) 更新 (μ, λ, β) , 转至步骤 4

end if

until Convergence=true 或者达到最大迭代次数
返回 $\{P^*, S^*, \theta^*\}$ 为所求最优解

6 仿真分析

对 3D MIMO-OFDMA 能效性能进行仿真分析。仿真中的 2D MIMO 信道模型采用参考文献[20]给出的 2D SCM 参数, 3D MIMO 信道模型采用参考文献[13]给出的 3D SCM 参数。天线阵列模型为均匀线性阵列 (uniform linear array, ULA), 天线阵列元的间隔为半个波长, 发送端天线数为 2, 接收端天线数为 2。假设用户均匀分布在小区中, 且用户在小区内不移动。系统中有 3 个用户和 8 个资源



模块, 每个资源模块有 12 个子载波 (在实际系统中子载波和用户数目一般都很大), 子载波带宽为 $B=10$ kHz, 系统带宽 $W=5$ MHz, 基带信号采用 QPSK 调制。小区半径为 300 m, 基站高度为 30 m, 用户受到的噪声为均值为 0、方差为 0.1 的高斯白噪声。基站的能量损耗参数见表 1, 功放的漏极效率 $\eta=0.35$ 。

图 5 给出了在本文所提能效优化迭代算法下, 作为目标函数的能量效率值随迭代步数的变化曲线。从图 5 中可以看出, 在刚开始的几次迭代过程中, 能量效率值波动比较明显, 但随着迭代步数的增加, 能量效率值波动渐渐平稳, 最终趋于稳定值。这是因为在搜寻最优解时, 最初的搜索点一般不是最优解, 但随着不断迭代变化, 搜寻的点将会不断向最优解靠拢。仿真结果显示, 在通过较少的迭代步数之后, 就能得到原最优化问题的最优解。

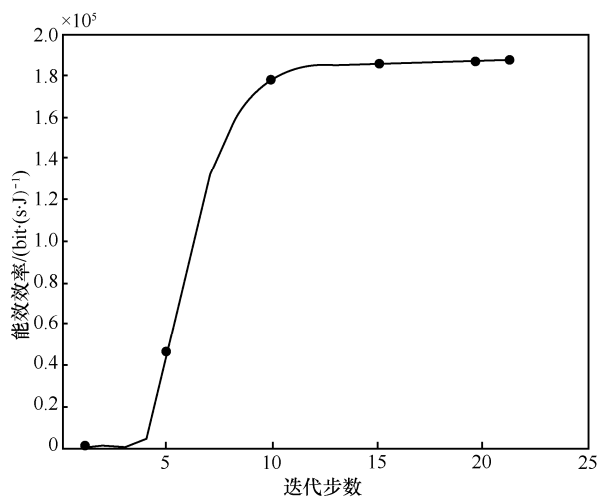


图 5 目标函数的能量效率值随迭代步数的变化曲线

图 6 比较了 3D MIMO 系统和 2D MIMO 系统的能效性能。从图 6 中可以看出, 随着信噪比的增加, 2D MIMO 系统和 3D MIMO 系统的能量效率也不断增大。在相同信噪比的条件下, 3D MIMO 系统能效性能要明显优于 2D MIMO 系统。这主要是因为 3D MIMO 系统垂直维自由度提高了系统的传输速率, 因此能量效率也比 2D MIMO 系统高。

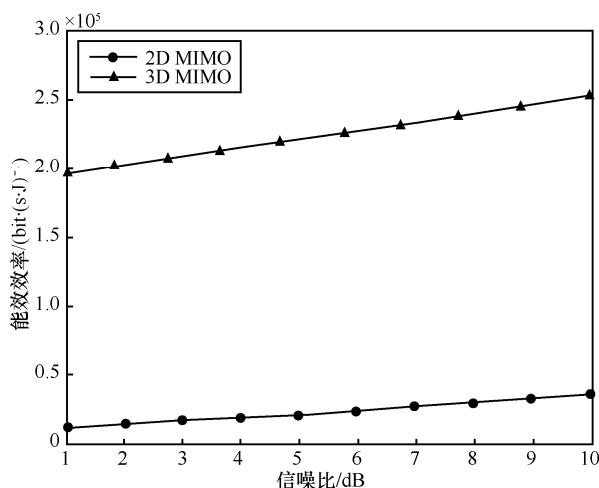


图 6 3D MIMO 系统和 2D MIMO 系统能效性能比较

图 7 比较了 3D MIMO 系统下本文所提能效优化迭代算法和参考文献[21]所提的最大化频谱效率算法的能量效率随着最大发送功率约束变化的情况。从图 7 中可以看出, 随着基站最大发送功率约束的增加, 以最大化能量效率为目标的算法和以最大化频谱效率为目标的算法, 系统总的能量效率均随着基站最大发送功率的增加而增加, 而且可以明显看出本文所提能效优化迭代算法的能量效率高于最大化频谱效率算法的能量效率。

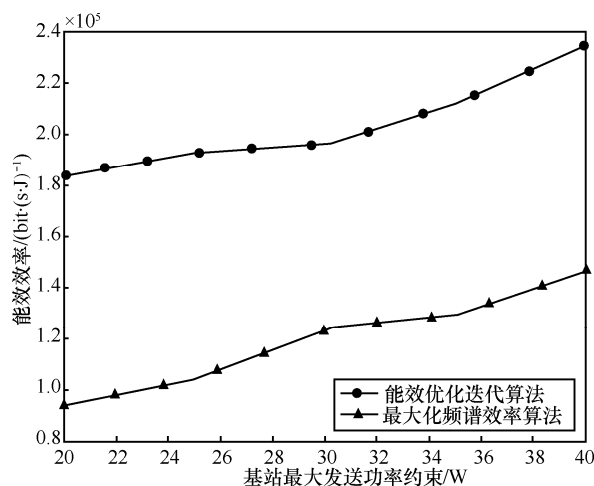


图 7 不同发送功率限制下算法的能效性能比较

7 结束语

本文对 3D MIMO-OFDMA 下行链路传输系统的能量效率进行了研究。与传统的 2D MIMO

系统相比,通过垂直波束成形动态调整发送给用户的波束下倾角以进一步提高系统的能量效率。为了求解能效优化问题,根据分数优化理论,将原始的分数优化问题转化为等价的整式优化问题,然后通过资源分配、功率分配和波束下倾角调整进行联合优化。对于求解等效的整式优化问题,本文提出了基于垂直波束成形的资源分配迭代算法进行求解。根据引入拉格朗日乘子表示的拉格朗日函数得到每次迭代的资源分配、功率分配方案以及波束下倾角的值,然后通过不断迭代直到达到最大迭代步数或者算法收敛,从而得到最大的能量效率值。仿真结果表明,本文所提算法能够有效提高系统的能量效率,系统的能效性能与 2D MIMO 系统相比有明显提高,同时也比 3D MIMO 系统最大化频谱效率方案的能量效率高。

参考文献:

- [1] FALLGREN M, TIMUS B. Scenarios, requirements and KPIs for 5G mobile and wireless system[S]. METIS deliverable D, 2013.
- [2] 牛志升, 龚杰, 周盛. 能效与资源优化的超蜂窝移动通信系统基础研究[J]. 电信科学, 2014, 30(12): 34-47.
NIU Z S, GONG J, ZHOU S. Research on energy efficiency and resource optimized hyper-cellular mobile communication system[J]. Telecommunications Science, 2014, 30(12): 34-47.
- [3] 郭杨波, 张治中, 胡昊南, 等. 关于 5G 中继技术的节能算法研究[J]. 电信科学, 2015, 31(3): 55-60.
GUO Y B, ZHANG Z Z, HU H N, et al. Research on energy saving algorithm of 5G relay cellular network[J]. Telecommunications Science, 2015, 31(3): 55-60.
- [4] LI C, ZHU W, YANG L. Optimal energy to spectral-efficiency trade-off in cooperative networks[J]. Wireless Personal Communications, 2015, 80(3): 1-20.
- [5] LI C, SUN F, JOHN M, et al. Energy efficient MIMO relay transmissions via joint power allocations[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems-II, 2014, 61(7): 531-535.
- [6] LI C, SONG K, LI Y, et al. Energy efficient design for multiuser downlink energy and uplink information transfer in 5G[J]. Science China Information Science, 2016, 59(2): 1-8.
- [7] MIAO G, HIMAYAT N, LI Y, et al. Energy efficient design in wireless OFDMA[C]//IEEE International Conference on Communications, May 19-23, 2008, Beijing, China. New Jersey: IEEE Press, 2008: 3307-3312.
- [8] KIM H S, DANESHRAH B. Energy-constrained link adaptation for MIMO OFDM wireless communication Systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(9): 2820-2832.
- [9] ISHEDEN C, CHONG Z, JORSWIECK E, et al. Framework for link-level energy efficiency optimization with informed transmitter[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 11(8): 161-176.
- [10] 王凯, 张亮, 谭国平. 一种新颖的 3D 有源天线基站组网波束下倾角选择方法[J]. 电信科学, 2015, 31(1): 90-94.
WANG K, ZHANG L, TAN G P. A novel beam downtilt selection method for 3D active antenna system based cellular network[J]. Telecommunications Science, 2015, 31(1): 90-94.
- [11] SHI Q J, XU W Q, LI D, et al. On the energy efficiency optimality of OFDMA for SISO-OFDM downlink system[J]. IEEE Communications Letters, 2013, 17(3): 541-544.
- [12] ISHEDEN C, FETTWEIS G P. Energy-efficient link adaptation with transmitter CSI[C]//IEEE Wireless Communications and Networking Conference, March 28-31, 2011, Cancun, Mexico. New Jersey: IEEE Press, 2011: 1381-1386.
- [13] 3GPP. Study on 3D channel model for LTE: TR36.873, V1.3.0[S]. 2014.
- [14] REN Z Y, ZHANG H L, GUO K. A novel method for the improvement of power efficiency in high peak-to-average-power ratio communication systems[J]. Science China Information Sciences, 2010, 53(8): 1697-1702.
- [15] ARNOLD O, RICHTER F, FETTWEIS G, et al. Power consumption modeling of different base station types in heterogeneous cellular networks[C]//Future Network and Mobile Summit, June 16-18, 2010, Florence, Italy. New Jersey: IEEE Press, 2010: 98-110.
- [16] CUI S, GOLDSMITH A J, BAHAI A. Energy-constrained modulation optimization[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2005, 4(5): 2349-2360.
- [17] ZHANG W, WANG Y, PENG F, et al. Interference coordination with vertical beamforming in 3D MIMO-OFDMA networks[J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(1): 34-37.
- [18] LI Z, CHEN Y, MAI Z. Energy-efficient resource allocation with 3D beamforming in 3D MIMO-OFDMA systems[C]//IEEE International Conference on Communication Software and Networks, June 4-6, 2016, Beijing, China. New Jersey: IEEE Press, 2016: 370-374.
- [19] BOYD S, VANDENBERGHE L. Convex optimization[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2004.
- [20] DAHLMAN E. 3G evolution: HSPA and LTE for mobile broadband[M]. Pittsburgh: Academic Press, 2008.



- [21] WU Y, LI X, HEI Y. Downtilts adjustment and power allocation algorithm based on PSO for 3D MIMO systems[C]//IET International Conference on Information and Communications Technologies, April 27-29, 2013, Beijing, China. New Jersey: IEEE Press, 2013: 557-563.

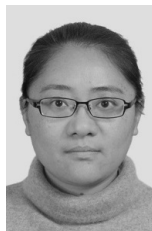


仇林杰 (1992-), 男, 南京邮电大学通信与信息工程学院硕士生, 主要研究方向为无线通信中的信号处理技术。

[作者简介]



李汀 (1979-), 男, 南京邮电大学通信与信息工程学院讲师, 主要研究方向为 MIMO 技术、3D MIMO 技术、协作通信等。



季薇 (1979-), 女, 南京邮电大学通信与信息工程学院副教授, 主要研究方向为无线通信、机器学习等。