

3D MIMO 在无线携能通信系统中的应用和优化设计

范立行 华梦 黄永明 杨绿溪*
(东南大学信息科学与工程学院 南京 210096)

摘要: 为了提高无线携能通信(SWIPT)的效率,在基站采用3维(3D)定向天线,通过动态调整天线下倾角,来开发垂直维度,从而增强SWIPT中能量和信息的传输效率。该文研究单小区多输入多输出(MIMO)SWIPT系统,基站和用户分别使用迫零(ZF)预编码和功率划分(PS)技术。构建以最小化发送功率为目标的优化问题,在信噪比(SNR)和获取功率的约束下,联合优化了天线下倾角,PS比和分配的功率。最佳PS比和最优功率分配以闭合表达式给出。仿真表明,所得到的优化解的性能优于具有可调下倾角的常规MIMO系统和不考虑垂直维度的2维(2D)方案。

关键词: 无线携能通信; 3D MIMO; 基站天线下倾角; 功率划分

中图分类号: TN911

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2018)05-1031-06

DOI: 10.11999/JEIT170751

Application and Optimal Design of 3D MIMO for Simultaneous Wireless Information and Power Transfer

FAN Lixing HUA Meng HUANG Yongming YANG Luxi

(School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: In order to improve the Simultaneous Wireless Information and Power Transfer (SWIPT) efficiency, the Base Station (BS) employs the Three-Dimensional (3D) directional antennas and exploits the vertical domain by dynamically adjusting the antenna tilt. So the efficiency of energy and information transfer can be increased. The single-cell Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) SWIPT system is studied where the BS applies Zero-Forcing (ZF) precoding and users use the Power Splitting (PS) technique. The optimization problem is formulated to minimize the transmit power subject to SNR and harvested power targets. And the antenna tilt, PS ratios and the allocated power of each user are jointly optimized. The optimal PS ratios and the optimal power allocation are given in closed-form expressions. Simulations show that the proposal outperforms conventional MIMO systems with an adjustable tilt and the Two-Dimensional (2D) scheme without considering the vertical domain.

Key words: Simultaneous Wireless Information and Power Transfer (SWIPT); 3D MIMO; Base Station (BS) antenna tilt; Power splitting

1 引言

无线携能通信 (Simultaneous Wireless Information and Power Transfer, SWIPT) 为用户同时提供数据和能量供应,从而使性能在频谱效率和功耗方面有显著增长^[1,2]。为了实现 SWIPT,将接收到的信号分成两个部分,分别是信息解码 (Information Decoding, ID) 和能量收集 (Energy

Harvesting, EH)。信息解码器和能量收集器可以在一起,也可以分开。当信息解码和能量收集在一起时,采用功率划分 (Power Splitting, PS) 技术^[3],将接收到的信号分为 ID 和 EH 两种不同的功率级别,实现了即时 SWIPT,并缩短了处理延迟。

在 SWIPT 中,迫零 (Zero-Forcing, ZF) 波束成形是一种常见的传输技术,它的复杂度低,可以消除多用户干扰,提供渐近最优性能^[4,5]。因此, ZF 波束成形已被用于 SWIPT 的各种场景,如异构蜂窝网络^[6]、安全放大转发双向中继网络^[7],以及认知非再生双向中继网络^[8]。

然而,由于传播路径损耗,传输距离增大,SWIPT 传输效率会下降。3 维 (Three-Dimensional, 3D) 多输入多输出 (Multiple-Input Multiple-Output, MIMO) 可以提高能量和信息传输效率。3D

收稿日期: 2017-07-25; 改回日期: 2017-12-15; 网络出版: 2018-01-29

*通信作者: 杨绿溪 lxyang@seu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61372101, 61422105), 国家 863 重大项目(2015AA01A703), 江苏省科技计划项目(BE2015156)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61372101, 61422105), The National 863 Project of China (2015AA01A703), The Research Project of Jiangsu Province (BE2015156)

MIMO 将有源天线放置在基站的 2 维(Two-Dimensional, 2D)网格中, 开发垂直维度, 这不仅增加了期望信号的功率, 而且降低了干扰泄漏^[9]。与传统的宏小区不同, 在 SWIPT 中, 垂直维度与水平维度同样重要, 因为 SWIPT 的传输距离与基站高度比通常比宏小区要小, 因此, 在垂直维度上有很大的角度范围可以开发。文献[10]使用 3D 扇形天线, 研究了 SWIPT 中的垂直维度, 对系统进行了性能分析。但是, 目前还没有关于 3D MIMO SWIPT 系统的优化设计。天线下倾角是一个可以调整天线方向图的参数。使用 3D 定向天线, 可以根据用户的信道信息来调整下倾角, 从而优化垂直维度^[11]。在实际中可以通过改变天线激励的相位来实现^[12]。

本文研究了单小区 MIMO SWIPT 系统, 其中基站使用 ZF 预编码, 用户采用 PS 技术。优化问题的目标是 minimized 发送功率, 在满足信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)和获取功率的约束条件下, 联合优化了天线下倾角、PS 比和每个用户的分配功率。最优的 PS 比和最优的分配功率以闭合表达式给出。另外, 还分析了所提方案的复杂度。仿真表明, 给出的优化解的性能要优于具有可调节下倾角的常规 MIMO 系统和不考虑垂直维度的 2D 方案。

2 系统模型

2.1 传输模型

考虑单小区下行 MIMO 系统。基站配置 M 根天线, 用以服务 K 个单天线用户。发送信号为

$$\mathbf{x} = \sum_{k=1}^K \sqrt{\alpha_k} \mathbf{w}_k s_k \quad (1)$$

其中, $s_k \sim \mathcal{CN}(0,1)$ 是第 k 个用户的数据符号, $\mathbf{w}_k \in \mathbb{C}^M$ 是第 k 个用户的归一化的预编码向量, 有 $\|\mathbf{w}_k\| = 1$ 。 α_k 是分配给第 k 个用户的功率, 基站的发送功率为 $\sum_{k=1}^K \alpha_k$ 。基站采用 ZF 预编码, 由式(2)给出:

$$\mathbf{w}_k = \frac{\mathbf{G}(\mathbf{G}^H \mathbf{G})^{-1} \mathbf{e}_k}{\left\| \mathbf{G}(\mathbf{G}^H \mathbf{G})^{-1} \mathbf{e}_k \right\|} \quad (2)$$

其中, $\mathbf{G} = [\mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2, \dots, \mathbf{g}_K] \in \mathbb{C}^{M \times K}$ 是所有用户的联合信道, $\mathbf{g}_k \in \mathbb{C}^M$ 是第 k 个用户的信道向量, \mathbf{e}_k 是维度为 $K \times K$ 的单位矩阵的第 k 列。

因为 ZF 预编码可以消除多用户干扰, 第 k 个用户的接收信号为

$$y_k = \sqrt{\alpha_k} \mathbf{g}_k^H \mathbf{w}_k s_k + n_k \quad (3)$$

其中, $n_k \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_k^2)$ 是加性高斯白噪声。第 k 个用户的被分割的 ID 信号为

$$y_k^{\text{ID}} = \sqrt{\rho_k} \left(\sqrt{\alpha_k} \mathbf{g}_k^H \mathbf{w}_k s_k + n_k \right) + z_k \quad (4)$$

其中, ρ_k 是 PS 比, $z_k \sim \mathcal{CN}(0, \delta_k^2)$ 是由 ID 引入的加性噪声。第 k 个用户的 EH 处的信号为

$$y_k^{\text{EH}} = \sqrt{1 - \rho_k} \left(\sqrt{\alpha_k} \mathbf{g}_k^H \mathbf{w}_k s_k + n_k \right) \quad (5)$$

2.2 信道模型

假设信道为独立同分布(i.i.d.)的瑞利衰落信道, 由式(6)给出:

$$\mathbf{g}_k = \beta_k^{1/2} (\theta_{\text{tilt}}) \mathbf{h}_k \quad (6)$$

其中, $\mathbf{h}_k \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_M)$ 是快衰落。在基站部署 3D 定向天线, θ_{tilt} 表示下倾角, 下倾角被包含在信道的方差 $\beta_k(\theta_{\text{tilt}})$ 中。 $\beta_k(\theta_{\text{tilt}})$ 描述了路径增益, 包含阴影衰落、路径损耗和天线增益:

$$\beta_k(\theta_{\text{tilt}}) = \omega_k d_k^{-\nu} A_k(\theta_{\text{tilt}}) \quad (7)$$

其中, ω_k 是服从对数正态分布的阴影衰落, 标准差为 σ_{shad} , $d_k^{-\nu}$ 是路径损耗, d_k 是基站和第 k 个用户间的距离, ν 是路径损耗指数, $A_k(\theta_{\text{tilt}})$ 是天线增益。

假设 M 根基站天线放置在平行于地面的平面上。天线方向图由式(8)给出^[13,14]:

$$A_{k,\text{dBi}}(\theta_{\text{tilt}}) = - \left\{ \min \left[12 \left(\frac{\phi_k}{\phi_{3\text{dB}}} \right)^2, \text{SLL}_{\text{az}} \right] + \min \left[12 \left(\frac{\theta_k - \theta_{\text{tilt}}}{\theta_{3\text{dB}}} \right)^2, \text{SLL}_{\text{el}} \right] \right\} \quad (8)$$

其中, ϕ_k 是 x 轴与基站和第 k 个用户连线的水平角度, θ_k 是水平面与基站和第 k 个用户连线的垂直角度, θ_{tilt} 是水平面和波束峰值之间的夹角, 即下倾角, SLL_{az} 和 SLL_{el} 分别是天线方向图在水平面和垂直面的旁瓣电平。 $\phi_{3\text{dB}}$ 和 $\theta_{3\text{dB}}$ 分别是水平面和垂直面的 3 dB 的波束宽度。这些角度的示意图如图 1 所示。

3 优化问题建立和最优解

在构建优化问题之前, 我们先推导用户在 ID 处

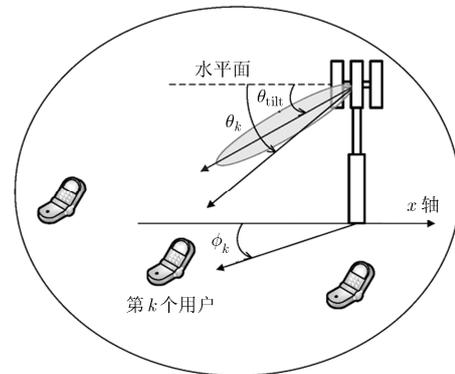


图1 第 k 个用户的天线增益中的角度示意图

的平均 SNR 和在 EH 处的获取功率。

引理 1 第 k 个用户在 ID 处的平均 SNR 为

$$\tilde{\gamma}_k = \frac{\rho_k \alpha_k \beta_k (\theta_{\text{tilt}}) (M - K + 1)}{\rho_k \sigma_k^2 + \delta_k^2} \quad (9)$$

其中, $\beta_k(\theta_{\text{tilt}})$ 表示路径增益, θ_{tilt} 表示下倾角。

证明 根据式(4), 平均 SNR 为

$$\bar{\gamma}_k = \frac{\rho_k \alpha_k \mathbb{E} \left[\left| \mathbf{g}_k^H \mathbf{w}_k \right|^2 \right]}{\rho_k \sigma_k^2 + \delta_k^2}$$

其中,

$$\left| \mathbf{g}_k^H \mathbf{w}_k \right|^2 = \frac{\left| \mathbf{e}_k^H \mathbf{G}^H \mathbf{G} (\mathbf{G}^H \mathbf{G})^{-1} \mathbf{e}_k \right|^2}{\left\| \mathbf{G} (\mathbf{G}^H \mathbf{G})^{-1} \mathbf{e}_k \right\|^2} = \frac{1}{\left[(\mathbf{G}^H \mathbf{G})^{-1} \right]_{kk}} \quad (10)$$

下标 kk 表示相应矩阵的第 (k, k) 个元素。式(10)是 Gamma 随机变量^[15], 且

$$\mathbb{E} \left[\frac{1}{\left[(\mathbf{G}^H \mathbf{G})^{-1} \right]_{kk}} \right] = (M - K + 1) \beta_k (\theta_{\text{tilt}}) \quad (11)$$

所以, 得到如式(9)所示的平均 SNR。 证毕

按同样的方法, 获取的功率由引理 2 给出。

引理 2 第 k 个用户在 EH 处的获取功率为

$$E_k = \xi_k (1 - \rho_k) \beta_k (\theta_{\text{tilt}}) \alpha_k (M - K + 1) \quad (12)$$

其中, $\xi_k \in (0, 1)$ 为能量转换效率。假设所有用户都能够获得能量供应和信息传输, 则 $0 < \rho_k < 1$ 。

本文提出了下倾角、功率分配和 PS 比的联合优化, 目标函数是最小化发送功率, 约束条件为 SNR 和获取功率目标。优化问题在分别由引理 1 和引理

2 给出的 ID 处的平均 SNR 和 EH 处的获取功率的基础上构建。优化问题建立为

$$\left. \begin{aligned} & \min_{\{\alpha_k, \rho_k\}, \theta_{\text{tilt}}} \sum_{k=1}^K \alpha_k \\ & \text{s.t. } \tilde{\gamma}_k \geq \gamma_k, \forall k, E_k \geq e_k, \forall k \\ & 0 < \rho_k < 1, \forall k, \alpha_k > 0, \forall k \\ & 0 < \theta_{\text{tilt}} < \pi/2 \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

其中, γ_k 和 e_k 分别是第 k 个用户在 ID 处的 SNR 和 EH 处的获取功率的约束。问题式(13)是非凸的, 这是因为优化变量在前两个约束条件下是耦合的。将问题式(13)转化为

$$\left. \begin{aligned} & \min_{\{\alpha_k, \rho_k\}, \theta_{\text{tilt}}} \sum_{k=1}^K \alpha_k \\ & \text{s.t. } \frac{\gamma_k \sigma_k^2}{\beta_k (\theta_{\text{tilt}})} + \frac{\gamma_k \delta_k^2}{\rho_k \beta_k (\theta_{\text{tilt}})} \\ & \quad - (M - K + 1) \alpha_k \leq 0, \forall k \\ & \quad \frac{e_k}{(1 - \rho_k) \beta_k (\theta_{\text{tilt}})} - \xi_k (M - K + 1) \alpha_k \leq 0, \forall k \\ & 0 < \rho_k < 1, \forall k, \alpha_k > 0, \forall k, 0 < \theta_{\text{tilt}} < \pi/2 \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

当 $12 \left(\frac{\theta_k - \theta_{\text{tilt}}}{\theta_{3 \text{ dB}}} \right)^2 < \text{SLL}_{\text{el}}$ 时,

$$\frac{\partial^2 \frac{1}{\beta_k (\theta_{\text{tilt}})}}{\partial \theta_{\text{tilt}}^2} = \beta_k^{-1} (\theta_{\text{tilt}}) \frac{2.4 \ln 10}{\theta_{3 \text{ dB}}^2} > 0 \quad (15)$$

$\frac{1}{\rho_k \beta_k (\theta_{\text{tilt}})}$ 和 $\frac{1}{(1 - \rho_k) \beta_k (\theta_{\text{tilt}})}$ 的海森矩阵分别由式(16)和式(17)给出:

$$\mathbf{H} \left(\frac{1}{\rho_k \beta_k (\theta_{\text{tilt}})} \right) = \frac{1}{\rho_k \beta_k (\theta_{\text{tilt}})} \begin{pmatrix} \frac{2}{\rho_k^2} & \frac{2.4 \ln 10}{\rho_k \theta_{3 \text{ dB}}^2} (\theta_k - \theta_{\text{tilt}}) \\ \frac{2.4 \ln 10}{\rho_k \theta_{3 \text{ dB}}^2} (\theta_k - \theta_{\text{tilt}}) & \frac{2.4 \ln 10}{\theta_{3 \text{ dB}}^2} \left(1 + \frac{2.4 \ln 10 (\theta_k - \theta_{\text{tilt}})^2}{\theta_{3 \text{ dB}}^2} \right) \end{pmatrix} \quad (16)$$

$$\mathbf{H} \left(\frac{1}{(1 - \rho_k) \beta_k (\theta_{\text{tilt}})} \right) = \frac{1}{(1 - \rho_k) \beta_k (\theta_{\text{tilt}})} \begin{pmatrix} \frac{2}{(1 - \rho_k)^2} & \frac{-2.4 \ln 10}{(1 - \rho_k) \theta_{3 \text{ dB}}^2} (\theta_k - \theta_{\text{tilt}}) \\ \frac{-2.4 \ln 10}{(1 - \rho_k) \theta_{3 \text{ dB}}^2} (\theta_k - \theta_{\text{tilt}}) & \frac{2.4 \ln 10}{\theta_{3 \text{ dB}}^2} \left(1 + \frac{2.4 \ln 10 (\theta_k - \theta_{\text{tilt}})^2}{\theta_{3 \text{ dB}}^2} \right) \end{pmatrix} \quad (17)$$

很明显, 这两个矩阵都是正定的。当 $12 \left(\frac{\theta_k - \theta_{\text{tilt}}}{\theta_{3 \text{ dB}}} \right)^2 \geq \text{SLL}_{\text{el}}$, 式(15)-式(17)均为 0。因此,

$\frac{1}{\beta_k (\theta_{\text{tilt}})}$, $\frac{1}{\rho_k \beta_k (\theta_{\text{tilt}})}$ 和 $\frac{1}{(1 - \rho_k) \beta_k (\theta_{\text{tilt}})}$ 是凸的。由此, 问题式(14)是凸的。由于优化变量 θ_{tilt} 处于指数

函数的指数位置, 由它组成的函数 $\frac{1}{\rho_k \beta_k (\theta_{\text{tilt}})}$ 和 $\frac{1}{(1 - \rho_k) \beta_k (\theta_{\text{tilt}})}$ 不能被优化软件工具所处理。因此我们在对偶域上对其进行求解。

定理 1 问题式(13)的最优 PS 比为

$$\rho_k^* = \frac{1}{2} - \frac{\delta_k^2}{2\sigma_k^2} - \frac{e_k}{2\gamma_k\sigma_k^2\xi_k} + \frac{1}{2} \sqrt{\left(1 - \frac{\delta_k^2}{\sigma_k^2} - \frac{e_k}{\gamma_k\sigma_k^2\xi_k}\right)^2 + \frac{4\delta_k^2}{\sigma_k^2}} \quad (18)$$

问题式(13)的最优基站天线倾角对式(19)进行二分法求得

$$f(\theta_{\text{tilt}}^*) = \sum_{k \in \mathcal{S}} \left[\lambda_k^* \gamma_k \sigma_k^2 + \frac{\lambda_k^* \gamma_k \delta_k^2}{\rho_k^*} + \frac{\mu_k^* e_k}{(1 - \rho_k^*)} \right] \cdot \frac{(\theta_{\text{tilt}}^* - \theta_k)}{\beta_k(\theta_{\text{tilt}}^*)} = 0 \quad (19)$$

其中,

$$\mathcal{S} = \left\{ k \mid 12 \left(\frac{\theta_k - \theta_{\text{tilt}}}{\theta_{3 \text{ dB}}} \right)^2 < \text{SLL}_{\text{cl}} \right\}$$

$$\mu_k^* = \frac{1}{(M - K + 1)\rho_k^{*2} e_k + \xi_k (M - K + 1)}$$

$$\lambda_k^* = \frac{\rho_k^{*2} \mu_k^* e_k}{(1 - \rho_k^*)^2 \gamma_k \delta_k^2}$$

问题式(13)的最优的分配功率为

$$\alpha_k^* = \frac{e_k}{(1 - \rho_k^*) \beta_k(\theta_{\text{tilt}}^*) \xi_k (M - K + 1)} \quad (20)$$

证明 对偶问题为

$$\left. \begin{array}{l} \max_{\{\lambda_k, \mu_k\}} g(\{\lambda_k, \mu_k\}) \\ \text{s.t.} \quad \lambda_k \geq 0, \mu_k \geq 0, \forall k \end{array} \right\} \quad (21)$$

其中, 对偶函数 $g(\{\lambda_k, \mu_k\})$ 为

$$\begin{aligned} g(\{\lambda_k, \mu_k\}) &= \min_{\{\alpha_k, \rho_k\}, \theta_{\text{tilt}}} L(\{\alpha_k, \rho_k\}, \theta_{\text{tilt}}, \{\lambda_k, \mu_k\}) \\ &= \min_{\{\alpha_k, \rho_k\}, \theta_{\text{tilt}}} \left\{ \sum_k \alpha_k + \lambda_k \left[\frac{\gamma_k \sigma_k^2}{\beta_k(\theta_{\text{tilt}})} \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{\gamma_k \delta_k^2}{\rho_k \beta_k(\theta_{\text{tilt}})} - (M - K + 1) \alpha_k \right] \right. \\ &\quad \left. + \mu_k \left[\frac{e_k}{(1 - \rho_k) \beta_k(\theta_{\text{tilt}})} \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \xi_k (M - K + 1) \alpha_k \right] \right\} \quad (22) \end{aligned}$$

$L(\{\alpha_k, \rho_k\}, \theta_{\text{tilt}}, \{\lambda_k, \mu_k\})$ 是拉格朗日函数, λ_k 和 μ_k 是拉格朗日乘子。使用 Karush-Kuhn-Tucker(KKT) 条件来得到对偶问题和原问题的解。KKT 条件为^[16]

$$\frac{\partial L}{\partial \alpha_k} = 1 - (M - K + 1)(\lambda_k + \mu_k \xi_k) = 0 \quad (23)$$

$$\frac{\partial L}{\partial \rho_k} = \frac{-\lambda_k \gamma_k \delta_k^2}{\beta_k(\theta_{\text{tilt}}) \rho_k^2} + \frac{\mu_k e_k}{\beta_k(\theta_{\text{tilt}}) (1 - \rho_k)^2} = 0 \quad (24)$$

$$\frac{\partial L}{\partial \theta_{\text{tilt}}} = \sum_k \left[\lambda_k \gamma_k \sigma_k^2 + \frac{\lambda_k \gamma_k \delta_k^2}{\rho_k} + \frac{\mu_k e_k}{(1 - \rho_k)} \right] \cdot \frac{\partial}{\partial \theta_{\text{tilt}}} \left[\frac{1}{\beta_k(\theta_{\text{tilt}})} \right] = 0 \quad (25)$$

$$\mu_k \left[\frac{e_k}{(1 - \rho_k) \beta_k(\theta_{\text{tilt}})} - \xi_k (M - K + 1) \alpha_k \right] = 0 \quad (26)$$

$$\lambda_k \left[\frac{\gamma_k \sigma_k^2}{\beta_k(\theta_{\text{tilt}})} + \frac{\gamma_k \delta_k^2}{\rho_k \beta_k(\theta_{\text{tilt}})} - (M - K + 1) \alpha_k \right] = 0 \quad (27)$$

从式(24)可知, λ_k 和 μ_k 都是正的。所以, 根据式(26)和式(27), 问题式(14)的前两个约束条件取等号, 有

$$\frac{\gamma_k \sigma_k^2}{\beta_k(\theta_{\text{tilt}})} + \frac{\gamma_k \delta_k^2}{\rho_k \beta_k(\theta_{\text{tilt}})} - (M - K + 1) \alpha_k = 0 \quad (28)$$

$$\frac{e_k}{(1 - \rho_k) \beta_k(\theta_{\text{tilt}})} - \xi_k (M - K + 1) \alpha_k = 0 \quad (29)$$

结合式(28)和式(29), 最优的 PS 比由式(18)给出。

结合最优的 PS 比、式(23)和式(24), 得到最优的拉格朗日乘子 μ_k^* 和 λ_k^* 。基于式(7), 有

$$\frac{\partial}{\partial \theta_{\text{tilt}}} \left[\frac{1}{\beta_k(\theta_{\text{tilt}})} \right] = -\frac{\ln 10}{10} \omega_k^{-1} d_k^v 10^{-\frac{A_{k,\text{dBi}}(\theta_{\text{tilt}})}{10}} \frac{\partial A_{k,\text{dBi}}(\theta_{\text{tilt}})}{\partial \theta_{\text{tilt}}}$$

其中,

$$\frac{\partial A_{k,\text{dBi}}(\theta_{\text{tilt}})}{\partial \theta_{\text{tilt}}} = \begin{cases} \frac{24}{\theta_{3 \text{ dB}}^2} (\theta_{\text{tilt}} - \theta_k), & 12 \left(\frac{\theta_k - \theta_{\text{tilt}}}{\theta_{3 \text{ dB}}} \right)^2 < \text{SLL}_{\text{cl}} \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

所以, 式(25)变为

$$\sum_{k \in \mathcal{S}} \left[\lambda_k \gamma_k \sigma_k^2 + \frac{\lambda_k \gamma_k \delta_k^2}{\rho_k} + \frac{\mu_k e_k}{(1 - \rho_k)} \right] \frac{(\theta_{\text{tilt}} - \theta_k)}{\beta_k(\theta_{\text{tilt}})} = 0$$

其中, $\mathcal{S} = \left\{ k \mid 12 \left(\frac{\theta_k - \theta_{\text{tilt}}}{\theta_{3 \text{ dB}}} \right)^2 < \text{SLL}_{\text{cl}} \right\}$ 。最优的下倾角 θ_{tilt}^* 满足:

$$f(\theta_{\text{tilt}}^*) = 0 \quad (30)$$

其中,

$$f(\theta_{\text{tilt}}^*) = \sum_{k \in \mathcal{S}} \left[\lambda_k^* \gamma_k \sigma_k^2 + \frac{\lambda_k^* \gamma_k \delta_k^2}{\rho_k^*} + \frac{\mu_k^* e_k}{(1 - \rho_k^*)} \right] \cdot \frac{(\theta_{\text{tilt}}^* - \theta_k)}{\beta_k(\theta_{\text{tilt}}^*)} \quad (31)$$

因为 $f(\theta_{\text{tilt}}^*)$ 是单调递增函数, 且 $f(0) < 0$, $f(\pi/2) > 0$ 。采用二分法来找到 θ_{tilt}^* 。而用户集合 \mathcal{S} 通过穷尽搜索找到。

根据 ρ_k^* , λ_k^* , μ_k^* 和 θ_{tilt}^* , 最优的功率由式(20)得到。

证毕

所提方案的复杂度主要来源于寻找 θ_{tilt}^* 。用户集合的可能性共有 $\sum_{k=1}^K \binom{K}{k}$ 。对于每一个可能的用户集合, 首先计算式(31), 然后用二分法找到下倾角, 最后检查是否符合 $12 \left(\frac{\theta_k - \theta_{\text{tilt}}}{\theta_{3 \text{ dB}}} \right)^2 < \text{SLL}_{\text{el}}$ 。所以总的复杂度为 $\sum_{k=1}^K \binom{K}{k} \left(2k + \log_2 \frac{90}{t_\theta} \right) = 2K2^{K-1} + \log_2 \frac{90}{t_\theta} \cdot (2^K - 1)$, 其中 t_θ 是下倾角的搜索步长。

4 仿真结果

仿真所需要的参数见表 1, 其中用户和基站之间的直线距离设置为 $d = 10 \text{ m}$ [8,10]。在实际中, 当用户处于一定的高度(比如在建筑物中)时, 用户和基站天线之间的距离可以达到 10 m。

表 1 仿真参数

参数	数值
用户数 K	10
水平 3 dB 波束宽度 $\phi_{3 \text{ dB}}$	65°
垂直 3 dB 波束宽度 $\theta_{3 \text{ dB}}$	6°
水平旁瓣电平 SLL_{az}	25 dB
垂直旁瓣电平 SLL_{el}	20 dB
EH 处的能量转换效率 ξ_k	0.5
接收信号的噪声功率 σ_k^2	-70 dBm
ID 处的噪声功率 δ_k^2	-50 dBm
基站和用户间的最大距离 d	10 m
路径损耗指数 ν	3.8
阴影衰落标准差 σ_{shad}	8 dB
下倾角的搜索步长 t_θ	1°

首先, 验证引理 1 给出的平均 SNR, 如图 2 所示。当计算路径增益 $\beta_k(\theta_{\text{tilt}})$ 时, 使用固定的天线倾角 $\theta_{\text{tilt}} = \pi/3$ 。PS 比为 $\rho_k = \rho = 0.01, \forall k$ 。功率分配系数随机选取。随机选取 3 个不同的用户, 其中用户的信道信息(包括角度和距离等参数)都是随机产生的, 考察各自的平均 SNR。由图可以看出引理 1 给出的平均 SNR 的理论值和 Monte Carlo 的仿真值非常接近。而且, 图 2 中的 3 条曲线是平行的, 这是因为纵坐标的平均 SNR 以 dB 为单位, 根据引理 1 所给出的 SNR 的值为 $10 \lg \frac{\rho(M-K+1)}{\rho\sigma_k^2 + \delta_k^2}$

$+10 \lg \alpha_k \beta_k(\theta_{\text{tilt}})$ 。在本仿真场景下, 3 个用户的 SNR 值之间的差距与 $10 \lg \alpha_k \beta_k(\theta_{\text{tilt}})$ 有关。当选定 3 个用户和相应的功率之后, $10 \lg \alpha_k \beta_k(\theta_{\text{tilt}})$ 就确定了, 所以随着基站天线数 M 的变化, 3 个用户的 SNR 值之间的差距保持不变, 在图 2 中反映为 3 条曲线是平行的。

接着, 研究所提方案的性能, 基站天线数设为 $M = 20$ 。设置目标 SNR 为 $\gamma_k = \gamma, \forall k$, 目标获取功率为 $e_k = e, \forall k$ 。为了对比, 仿真了具有可调下倾角的传统 3D MIMO 系统, 其中最优的下倾角为垂直角度的均值, 即 $\theta_{\text{tilt}}^* = \mathbb{E}[\theta_k]$ [17]。还研究了采用固定下倾角的方案, 其中 $\theta_{\text{tilt}}^* = \pi/3$, 该方案没有考虑利用垂直维度。在这两个方案中, 分配功率和 PS 比联合优化。改变目标 SNR, 发送功率如图 3 所示。目标获取功率取 2 个值, $e = [-20, -10] \text{ dBm}$ 。可以看出, 发送功率随着目标 SNR 的增加而增加。当目标 SNR 很小时, 发送功率基本保持不变。这是因为在仿真中, 接收信号中的噪声功率 σ_k^2 比 ID 引入的噪声功率 δ_k^2 要小, 所以根据式(28)和式(29), 最优的 PS 比变为 $\rho_k = \frac{\gamma_k \delta_k^2}{\frac{e_k}{\xi_k} + \gamma_k \delta_k^2}$ 。而且, e_k/ξ_k 大于 $\gamma_k \delta_k^2$,

所以 $\rho_k \approx 0$ 。另一方面, 考虑式(31), 最优的下倾角 θ_{tilt}^* 和目标 SNR 无关, 这是因为在仿真中, 系数 $\lambda_k^* \gamma_k \sigma_k^2 + \frac{\lambda_k^* \gamma_k \delta_k^2}{\rho_k^*} + \frac{\mu_k^* e_k}{(1 - \rho_k^*)}$ 对每个用户是一样的。因

此, 根据式(20), 在目标 SNR 较小的情况下, 发送功率对目标 SNR 不敏感。

目标获取功率约束对发送功率的影响如图 4 所示。目标 SNR 取两个值 $\gamma = [0, 40] \text{ dB}$ 。很明显, 发送功率随着目标获取功率的增加而增加。当目标获取功率很大时, 对于不同的 SNR 目标, 发送功率几乎一样。这是因为当 σ_k^2 较小时, 最优的 PS 比是 $\rho_k = \frac{\gamma_k \delta_k^2}{e_k/\xi_k + \gamma_k \delta_k^2}$ 。当 e_k/ξ_k 提高时, $\rho_k \approx 0$ 。如图 3 分析的那样, 发送功率对于不同的目标 SNR 几乎相等。

所有的仿真结果验证了所提方案比下倾角是 $\mathbb{E}[\theta_k]$ 的方案要好, 而且比不考虑垂直优化的 2D MIMO 要好得多。这说明下倾角优化在 SWIPT 中很有意义。

5 结束语

本文研究了使用 ZF 预编码的 3D MIMO SWIPT 系统。优化问题是最小化发送功率, 约束条

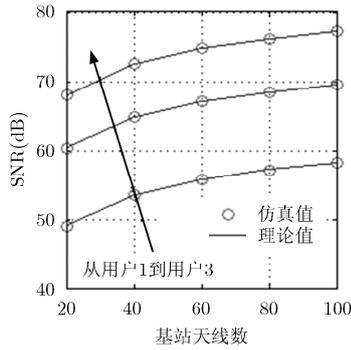


图2 ID处的平均SNR的理论值和仿真值比较

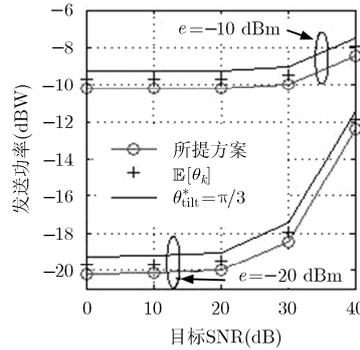


图3 目标SNR对基站发送功率的影响

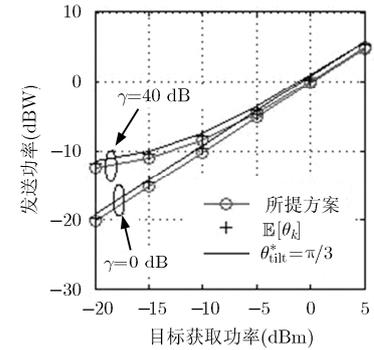


图4 目标获取功率对发送功率的影响

件为ID处的SNR和EH处的获取功率,给出了联合优化下倾角、PS比和分配功率的最优解。最优的PS比和最优的分配功率以闭合表达式给出。最优下倾角可以由二分法得到。仿真实验表明,所提方案优于具有可调节的下倾角的常规MIMO和不利用垂直维度的2D方案。

参考文献

- [1] VARSHNEY L R. Transporting information and energy simultaneously[C]. IEEE International Symposium on Information Theory, ISIT, Toronto, ON, Canada, 2008: 1612-1616. doi: 10.1109/ISIT.2008.4595260.
- [2] KRIKIDIS I, TIMOTHEOU S, NIKOLAOU S, et al. Simultaneous wireless information and power transfer in modern communication systems[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2014, 52(11): 104-110. doi: 10.1109/MCOM.2014.6957150.
- [3] ZHANG R and HO C K. MIMO broadcasting for simultaneous wireless information and power transfer[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2013, 12(5): 1989-2001. doi: 10.1109/TWC.2013.031813.120224.
- [4] SHI Q, LIU L, XU W, et al. Joint transmit beamforming and receive power splitting for MISO SWIPT systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2014, 13(6): 3269-3280. doi: 10.1109/TWC.2014.041714.131688.
- [5] SHI Q, PENG C, XU W, et al. Energy efficiency optimization for MISO SWIPT systems with zero-forcing beamforming[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2016, 64(4): 842-854. doi: 10.1109/TSP.2015.2489603.
- [6] SHENG M, WANG L, WANG X, et al. Energy efficient beamforming in MISO heterogeneous cellular networks with wireless information and power transfer[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2016, 34(4): 954-968. doi: 10.1109/JSAC.2016.2544538.
- [7] LI Q, ZHANG Q, and QIN J. Secure relay beamforming for SWIPT in amplify-and-forward two-way relay networks[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2016, 65(11): 9006-9019. doi: 10.1109/TVT.2016.2519339.
- [8] LI Q, ZHANG Q, and QIN J. Beamforming for information and energy cooperation in cognitive non-regenerative two-way relay networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2016, 15(8): 5302-5313. doi: 10.1109/TWC.2016.2555913.
- [9] NAM Y H, Ng B L, SAYANA K, et al. Full-dimension MIMO (FD-MIMO) for next generation cellular technology[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2013, 51(6): 172-179. doi: 10.1109/MCOM.2013.6525612.
- [10] KRIKIDIS I. SWIPT in 3-D bipolar ad hoc networks with sectorized antennas[J]. *IEEE Communications Letters*, 2016, 20(6): 1267-1270. doi: 10.1109/LCOMM.2016.2557319.
- [11] SEIFI N, ZHANG J, HEATH R W, et al. Coordinated 3D beamforming for interference management in cellular networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2014, 13(10): 5396-5410. doi: 10.1109/TWC.2014.2349981.
- [12] KOPPENBORG J, HALBAUER H, SAUR S, et al. 3D beamforming trials with an active antenna array[C]. 2012 International ITG Workshop on Smart Antennas (WSA), Dresden, Germany, 2012: 110-114. doi: 10.1109/WSA.2012.6181190.
- [13] 3GPP. TR 36.814-Further advancements for E-UTRA physical layer aspects[S]. 2010.
- [14] SEIFI N, HEATH R W, COLDREY M, et al. Adaptive multicell 3-D beamforming in multiantenna cellular networks [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2016, 65(8): 6217-6231. doi: 10.1109/TVT.2015.2478843.
- [15] LI P, PAUL D, NARASIMHAN R, et al. On the distribution of SINR for the MMSE MIMO receiver and performance analysis[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2006, 52(1): 271-286. doi: 10.1109/TIT.2005.860466.
- [16] BOYD S and VANDENBERGHE L. Convex Optimization [M]. New York: Cambridge University Press, 2004: 243-244.
- [17] LEE W, LEE S R, KONG H B, et al. Downlink vertical beamforming designs for active antenna systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2014, 62(6): 1897-1907. doi: 10.1109/TCOMM.2014.2320727.

范立行: 女, 1988年生, 博士生, 研究方向为大规模MIMO、3D MIMO和无线携能通信。

华梦: 男, 1991年生, 博士生, 研究方向为大规模MIMO、无人机辅助通信。

黄永明: 男, 1977年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为MIMO通信信号处理、多用户通信信号处理和毫米波通信。

杨绿溪: 男, 1964年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为移动通信空时信号处理、协作通信和网络编码。