



多用户无线信能同传系统能效优化方法

陈潮^{1,2}, 彭成³, 周胜利¹, 潘博⁴

(1. 浙江警察学院计算机与信息技术系, 浙江 杭州 310053;

2. 华东师范大学信息科学技术学院, 上海 200241;

3. 浙江理工大学信息科学技术学院, 浙江 杭州 310018;

4. 嘉兴国电通新能源科技有限公司, 浙江 嘉兴 314000)

摘要:针对多用户无线信能同传系统下行链路,研究多用户无线信能同传系统能效优化方法,提出了一种改进型 Dinkelbach 方法。首先利用 Dinkelbach 方法将分式问题转换为减式问题,再通过引入冗余变量将和速率最大化问题等价于加权均方误差最小化相关问题,并利用凹凸优化的思想将该问题近似为二阶锥规划凸问题,最后利用块坐标算法对此问题进行迭代求解得出改进型 Dinkelbach 方法。仿真结果表明,该方法能有效改善系统能量效率。

关键词:射频信号;无线网络信能同传系统;改进的 Dinkelbach 方法;能效优化

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2016275

Energy efficiency optimization method for multi-user simultaneous wireless information and power transfer

CHEN Chao^{1,2}, PENG Cheng³, ZHOU Shengli¹, PAN Bo⁴

1. Department of Computer and Information Technology, Zhejiang Police College, Hangzhou 310053, China

2. School of Information Science Technology, East China Normal University, Shanghai 200241, China

3. School of Information and Science Technology, Zhejiang Sci-Tech University, Hangzhou 310018, China

4. Jiaxing GuoDianTong New Energy Co., Ltd., Jiaxing 314000, China

Abstract: Joint transceiver design for achieving energy efficiency maximization was studied in multi-user downlink systems with simultaneous wireless information and power transfer. An improved Dinkelbach method was proposed. Specifically, the problem is converted to a series of subtraction form problems following the basic idea of Dinkelbach method. By introducing a set of auxiliary variables, the subtraction form problem is further equivalently cast as a weighted mean-square-error minimization problem, which is solved by using concave-convex procedure and second-order-cone programming(SOCP). Simulation results validates the efficiency of the proposed method.

Key words: radio frequency, simultaneous wireless information and power transfer, improved Dinkelbach method, energy efficiency optimization

收稿日期:2016-03-28;修回日期:2016-08-18

基金项目:国家自然科学基金委员会—浙江省两化融合联合基金资助项目(No.U1509219);浙江省重大科技专项重点工业项目(No.2013C01039)

Foundation Items: NSFC-Zhejiang Joint Fund for the Integration of Industrialization and Informatization(No.U1509219), Key Industrial Project Founded by Zhejiang Province Science and Technology Department(No.2013C01039)



1 引言

无线通信领域的射频(radio frequency, RF)信号是能量和信息的载体,由于其在传输信息的同时,也能传输能量,引起了国内外科研工作者的极大重视。传统的无线通信网络存在寿命短、性能弱等缺点,而射频能量采集网络(radio frequency energy harvesting network, RF-EHN)^[1-3]正好弥补这些不足,能够实现能量和信息的同时传输,RF-EHN 技术已被应用于各领域中,全球无线电联盟(Wireless Power Consortium, WPC)已经计划为 RF-EHN 技术建立一种国际标准,以进一步推广应用这种新技术。

研究无线信能同传系统已经成为当前移动通信领域研究的一个热点。在参考文献[4]中,于 2008 年最早提出通过无线信道同时传输能量与信息思想,然而在最初的研究中,研究者大都集中于点到点(single-input single-output, SISO)无线网络,例如,参考文献[5]研究了频率选择性单天线加性高斯白噪声信能同传信道。参考文献[6]中,针对单天线窄带平坦衰弱信能同传系统,研究了存在同频干扰时的系统中断容量—能量联合域和速率—能量联合域。后来随着多天线系统的优势越来越突出,重点研究如何将两种技术有效地结合在一起。参考文献[7,8]研究了受到同频干扰的 MISO 系统和具备能量和信息同时接收的多入多出无线中继系统,确定了速率—能量联合域,在一定程度上实现了无线信能同传系统在速率与无线能量采集上的优化和平衡。

通过上述可以发现,目前关于无线信能同传系统方面的研究都是关注传输系统的速率与能量的折中关系,却忽略了未来绿色通信中重要的一环——能效(单位能耗所能传递的信息量),等价于系统传递的信息速率(bit/s)与系

统所消耗功率的比值。因此从系统能效的定义可以看出,能效将会是未来绿色通信中一大重要衡量指标。目前虽也有文献针对该问题进行了讨论,比如参考文献[9]考虑了 OFDM 系统下的能效优化问题,也设计了相应算法最终实现能效最大化。但是通过调查发现,对于该问题的研究仍然很少,因此,本文将着重探索功率分裂型多用户无线信能同传系统下的能效最大化问题,为此,提出了一种改进型 Dinkelbach 迭代波束成形方法,该方法的目的是在满足信息接收者的信干噪比和采集功率服务质量要求以及发送端发射功率等约束条件的基础上实现能效最大化,然而由于能效函数的复杂性,特别是系统和速率函数的高度非线性和非凸性以及功率和功率分裂因子的耦合性,将导致问题无法直接求解,所以首先采用迫零编码典型波束成形简化问题,然后利用加权 MMSE 算法和凹凸转换思想将不可直接求解的原问题近似为一个二阶锥规划(SOCP)问题,再根据 Dinkelbach 方法迭代求解最终实现能效最大化。最后通过理论和仿真结果验证,该方法能够保证系统能量效率值保持递增不减,实现能效最大。

2 系统模型及问题描述

2.1 系统模型

研究基于功率分裂型接收机的 K 用户 MISO 信能同传系统,模型如图 1 所示。假设基站(BS)端的天线个数为 $N_t(N_t > 1)$ 。基站利用传输预编码向量 $v_k, k=1, \dots, K$, 向 K 个单天线用户接收机传输符号 $s_k, k=1, \dots, K$ 。与传统的多用户 MISO 系统不同,用户接收机将接收信号分裂成用于信息译码和能量采集的两个部分。假设基站与用户之间的信道经历平坦衰弱。则在功率分裂前,第 k 个用户接收到的信号 y_k 为:

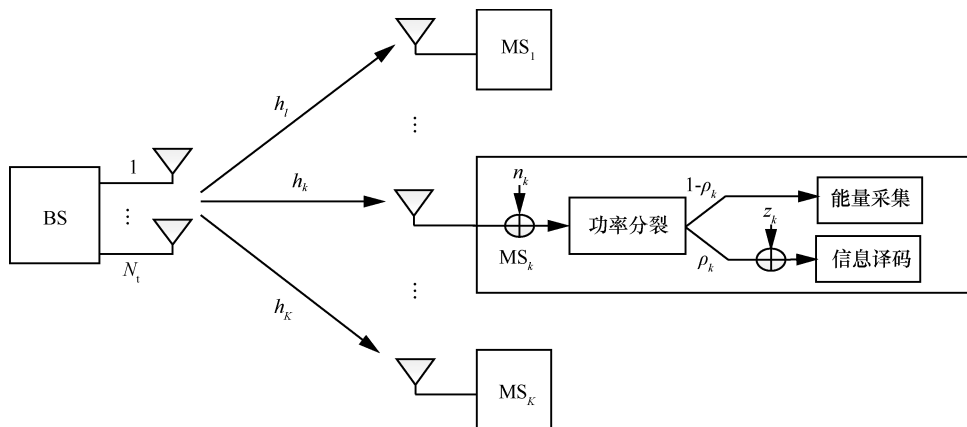


图 1 系统模型

$$y_k = h_k^H \left(\sum_{k=1}^K v_k s_k \right) + n_k, k=1, \dots, K \quad (1)$$

其中, h_k 为基站到用户 k 的信道向量, s_k 为基站发送给用户 k 的符号, n_k 为接收天线处引入的加性高斯白噪声, 服从方差为 σ_k^2 、均值为 0 的循环对称复高斯分布。

在经过功率分裂以后, 信号分成两部分, 其中用于信息译码的接收信号 y_k^{ID} 表示为:

$$y_k^{\text{ID}} = \sqrt{\rho_k} \left(\sum_{k=1}^K h_k^H v_k s_k + n_k \right) + z_k, k=1, \dots, K \quad (2)$$

其中, z_k 为加性噪声, 由射频信号转变为基带信号进行信号处理时引起, 服从循环对称复高斯分布, ρ_k 为接收机 k 的功率分裂因子。

用于能量采集的接收信号 y_k^{EH} 表示为:

$$y_k^{\text{EH}} = \sqrt{1-\rho_k} \left(\sum_{k=1}^K h_k^H v_k s_k + n_k \right), k=1, \dots, K \quad (3)$$

因此, 根据式(2), 信干噪比 $SINR_k(v, \rho_k)$ 可表示为:

$$SINR_k(v, \rho_k) = \frac{\rho_k |h_k^H v_k|^2}{\rho_k \left(\sum_{j \neq k} |h_k^H v_j|^2 + \sigma_k^2 \right) + \delta_k^2}, k=1, \dots, K \quad (4)$$

相应的速率函数可 R_k 表示为:

$$R_k = W \ln(1 + SINR_k), k=1, \dots, K \quad (5)$$

其中, W 为系统带宽。

根据式(3), 接收机采集功率 E_k , 即单位时间内所采集的能量, 可表示为:

$$E_k = \zeta_k (1-\rho_k) \left(\sum_{j=1}^K |h_k^H v_j|^2 + \sigma_k^2 \right), k=1, \dots, K \quad (6)$$

其中, ζ_k 为采集电路单元的能量转化效率。

能效一般定义为系统和速率与系统总消耗功率之比。因此, 针对本文考虑的系统, 能效函数 y^{EE} 可以定义为:

$$y^{\text{EE}} = \frac{\sum_{k=1}^K R_k}{P_s} \quad (7)$$

式(7)中, 分子表示系统和速率, 而分母:

$$P_s \triangleq \sum_{k=1}^K \mathcal{G} \|v_k\|^2 + P_C - \sum_{k=1}^K \zeta_k (1-\rho_k) \left(\sum_{j=1}^K |h_k^H v_j|^2 + \sigma_k^2 \right) \quad (8)$$

表示系统消耗的总功率, 其中第一项中的 $\sum_{k=1}^K \|v_k\|^2$ 表示发射端的发射总功率, $\mathcal{G}$ 表示功率放大器效率, 第二项 P_C 表示收发机固定电路消耗(包括数模转换、频率合成等)的总功率。注意, 对于信能同传系统, 能量采集补偿了一部分

的系统消耗功率。因此, 系统总消耗功率 P_s 包含了第三项 $\sum_{k=1}^K \zeta_k (1-\rho_k) \left(\sum_{j=1}^K |h_k^H v_j|^2 + \sigma_k^2 \right)$, 表示 K 个用户采集到的总能量。

2.2 问题描述

对于信能同传系统, 通信服务质量包括两种, 一种是为保证正常通信需要信干噪比 $SINR_k$ 达到一定的要求, 另一种为了维持系统正常工作需要采集功率 E_k 满足一定的条件。本文中使用的波束成形方法——迫零(zero-forcing, ZF)预编码来消除多用户之间的信号干扰。因此, 定义:

$$H_k = [h_1, \dots, h_{k-1}, h_{k+1}, \dots, h_K] \quad (9)$$

则基于迫零波束成形的多用户信能同传系统能效最大化问题可描述为:

$$\begin{aligned} & \max_{\{v_k, \rho_k\}} \frac{\sum_{k=1}^K R_k}{\sum_{k=1}^K \mathcal{G} \|v_k\|^2 + P_C - \sum_{k=1}^K E_k} \\ & \text{s.t.} \quad \frac{\rho_k |h_k^H v_k|^2}{\rho_k \left(\sum_{j \neq k} |h_k^H v_j|^2 + \sigma_k^2 \right) + \delta_k^2} \geq \gamma_k, k=1, 2, \dots, K \\ & \quad \zeta_k (1-\rho_k) \left(\sum_{j=1}^K |h_k^H v_j|^2 + \sigma_k^2 \right) \geq e_k, k=1, 2, \dots, K \\ & \quad H_k^H v_k = 0, k=1, 2, \dots, K, \quad \sum_{k=1}^K \|v_k\|^2 \leq P_{\text{total}}, \\ & \quad 0 \leq \rho_k \leq 1, k=1, 2, \dots, K \end{aligned} \quad (10)$$

其中, γ_k 和 e_k 分别为 $SINR_k$ 和 E_k 的设计目标, P_{total} 表示基站最大功率, 第三个约束是由于使用迫零波束成形所致, 最后一个约束是因为 ρ_k 是一个功率分裂比例系数。

显然, 问题(10)是一个非凸优化问题, 很难求解。为了求解问题(10), 首先通过消去迫零约束简化问题。故令 $v_k \triangleq \sqrt{\rho_k} \tilde{v}_k$ 。由矩阵零空间知识可得, 最优迫零波束成形向量的方向 $\tilde{v}_k$ 可以表示为:

$$\tilde{v}_k = \frac{U_k U_k^H h_k}{\|U_k U_k^H h_k\|}, \forall k \quad (11)$$

其中, U_k 为 H_k^H 的零空间正交基。利用式(11), 可以得到下面命题。

命题 1: 令 $g_k \triangleq |h_k^H \tilde{v}_k|^2, k=1, 2, \dots, K$ 。问题(10)可等价地转化成下面问题:



$$\begin{aligned} & \max_{\{p_k, \rho_k\}} \frac{\sum_{k=1}^K \ln \left(1 + \frac{\rho_k p_k g_k}{\rho_k \sigma_k^2 + \delta_k^2} \right)}{\sum_{k=1}^K \mathcal{P} p_k + P_C - \sum_{k=1}^K \zeta_k (1 - \rho_k) (p_k g_k + \sigma_k^2)} \\ \text{s.t. } & \frac{\rho_k p_k g_k}{\rho_k \sigma_k^2 + \delta_k^2} \geq \gamma_k, \quad k = 1, 2, \dots, K \\ & \zeta_k (1 - \rho_k) (p_k g_k + \sigma_k^2) \geq e_k, \quad k = 1, 2, \dots, K \\ & \sum_{k=1}^K p_k \leq P_{\text{total}}, \quad 0 \leq \rho_k \leq 1, \quad k = 1, 2, \dots, K \end{aligned} \quad (12)$$

类似证明见参考文献[10]。

3 方法设计

为方便描述,定义:

$$E_k(p_k, \rho_k) \triangleq \zeta_k (1 - \rho_k) (p_k |h_k^H \tilde{v}_k|^2 + \sigma_k^2) \quad (13)$$

和:

$$R_k(p_k, \rho_k) \triangleq \ln \left(1 + \frac{\rho_k p_k |h_k^H \tilde{v}_k|^2}{\rho_k \sigma_k^2 + \delta_k^2} \right) \quad (14)$$

同时引入 P_T, R, E 。其中 $P_T \triangleq \sum_{k=1}^K p_k$ 为总发射功率,

$R \triangleq \sum_{k=1}^K R_k(p_k, \rho_k)$ 为总的和速率, $E \triangleq \sum_{k=1}^K E_k(p_k, \rho_k)$ 为接收端采集到的总能量。根据上面的定义,将问题(12)转化为:

$$\begin{aligned} & \max_{\{p_k, \rho_k\}} \frac{R}{\mathcal{P} P_T + P_C - E} \\ \text{s.t. } & \frac{\rho_k p_k g_k}{\rho_k \sigma_k^2 + \delta_k^2} \geq \gamma_k, \quad k = 1, 2, \dots, K \\ & \zeta_k (1 - \rho_k) (p_k g_k + \sigma_k^2) \geq e_k, \quad k = 1, 2, \dots, K \\ & P_T \leq P_{\text{total}}, \quad 0 \leq \rho_k \leq 1, \quad k = 1, 2, \dots, K \end{aligned} \quad (15)$$

下面给出具体的求解方法,基本思想是首先借鉴 Dinkelbach 方法^[11]的思想将分式结构的优化问题转化为减式结构的优化问题,然后针对减式结构的优化问题,采用参考文献[12]的 WMMSE 方法进行近似求解。

3.1 Dinkelbach 方法

因为能效函数为分式问题,同时也为非凸问题,这样就给求解问题带来了许多麻烦,幸运的是,在参考文献[11]中,提出了一种迭代方法,该方法不仅可将分式问题转化为减式问题,而且还能通过迭代求出最大能效值,即引理 1。

引理 1 定义 $\Omega_k = \{(p_k, \rho_k) | \frac{\rho_k p_k g_k}{\rho_k \sigma_k^2 + \delta_k^2} \geq \gamma_k, \zeta_k (1 - \rho_k) (p_k g_k + \sigma_k^2) \geq e_k, 0 \leq \rho_k \leq 1\}$, 那么问题(15)的最优解 $\{p_k^*, \rho_k^*\}$ 可通过下面转化问题求解:

$$\max_{\{p_k, \rho_k\} \in \Omega_k, \forall k} R\{p_k, \rho_k\} - \eta \left(\mathcal{P} \sum_{k=1}^K p_k + P_C - E\{p_k, \rho_k\} \right) \quad (16)$$

其中, $\eta = \eta^*, \eta^*$ 为问题的最优能效值,即:

$$\eta^* = \frac{R\{p_k^*, \rho_k^*\}}{\mathcal{P} \sum_{k=1}^K p_k^* + P_C - E\{p_k^*, \rho_k^*\}} \quad (17)$$

类似证明见参考文献[11]。

明显地,假设 $F(\eta)$ 为问题(16)的最优值,那么根据引理 1, 可以知道最大能效值满足 $F(\eta^*) = 0$ 。同时注意, Dinkelbach 方法是一种能够保证目标值不断增加直至收敛的迭代算法,所以可以通过这种迭代方法最终求解最大能效。因此,最大能效优化问题可以通过如下所示的 Dinkelbach 方法求解,并且可从 Dinkelbach 方法看出一旦步骤 4 全局求解,那么 Dinkelbach 方法将最终能够求得问题(15)的最优解,但是根据现在的理论知识,问题(16)却很难全局求解,退而求其次,在第 3.2 节中首先将问题(16)近似为另一个问题,通过求解该问题从而设计一种改进型 Dinkelbach 方法(或者 SOCP 方法)同样能够保证能效函数的不断增加直至收敛。

步骤 1 初始化可行解 $\{p_k, \rho_k\}$ 。

步骤 2 循环。

步骤 3 $\eta \leftarrow \frac{R\{p_k, \rho_k\}}{\mathcal{P} \sum_{k=1}^K p_k + P_C - E\{p_k, \rho_k\}}$ 。

步骤 4 求解式(16)更新 $\{p_k, \rho_k\}$ 。

步骤 5 直到连续两次迭代能效值相对变化小于 10^{-4} 。

3.2 改进的 Dinkelbach 方法

问题(15)尽管已经转化为减式问题(16),但问题(16)仍为非凸问题,特别地,系统和速率函数的高度非线性和非凸性以及功率和功率分裂因子的耦合性,使得问题不能全局求解。参考文献[12,13]中提出的加权 MMSE 迭代方法,将和速率最大化问题等价于与加权均方误差最小化相关问题,同时再利用凹凸转化的思想,将问题(16)转换为凸问题得到问题(16)的近似问题,通过求解该问题来实现能效最大化,即命题 2。

命题 2: 根据凹凸转化的思想, 问题(16)可近似为下列 SOCP 问题:

$$\begin{aligned}
 & \max_{\{p_k, \rho_k, \omega_k, u_k, s_k, \tau_k, r_k\}} \sum_{k=1}^K \left(\ln(\omega_k) - \omega_k \left((1-u_k \tau_k)^2 + u_k^2 \right) + 1 \right) - \\
 & \eta \left(\sum_{k=1}^K \mathcal{G} p_k + P_C - \sum_{k=1}^K (2\tilde{s}_k s_k - \tilde{s}_k^2) \right) \\
 & \text{s.t. } p_k g_k \geq \gamma_k (\sigma_k^2 + \frac{\delta_k^2}{\rho_k}), \forall k \\
 & p_k g_k \geq \frac{e_k}{\zeta_k (1-\rho_k)} - \sigma_k^2, \forall k \\
 & p_k g_k - r_k \delta_k^2 \geq \tau_k^2 \sigma_k^2, \forall k \\
 & \sqrt{(r_k - \rho_k)^2 + 4\tau_k^2} \leq r_k + \rho_k, \forall k \\
 & \sqrt{(1-\rho_k - p_k g_k - \sigma_k^2)^2 + 4\frac{s_k^2}{\zeta_k}} \leq 1 - \rho_k + p_k g_k + \sigma_k^2 \\
 & 0 < \rho_k < 1, \forall k, p_k \geq 0, \forall k, \sum_{k=1}^K p_k \leq P_{\text{total}}
 \end{aligned} \quad (18)$$

证明: 首先, 引入变量 $s_k^2, \tau_k^2, k=1, \dots, K$, 问题(16)等价于:

$$\begin{aligned}
 & \max_{\{p_k, \rho_k, \tau_k, s_k\}} \sum_{k=1}^K \ln(1+\tau_k^2) - \eta \left(\sum_{k=1}^K \mathcal{G} p_k + P_C - \sum_{k=1}^K s_k^2 \right) \\
 & \text{s.t. } \frac{\rho_k p_k g_k}{\rho_k \sigma_k^2 + \delta_k^2} \geq \gamma_k, k=1, 2, \dots, K \\
 & \zeta_k (1-\rho_k) (p_k g_k + \sigma_k^2) \geq e_k, k=1, 2, \dots, K \\
 & \frac{\rho_k p_k g_k}{\rho_k \sigma_k^2 + \delta_k^2} = \tau_k^2, k=1, 2, \dots, K \\
 & \zeta_k (1-\rho_k) (p_k g_k + \sigma_k^2) = s_k^2, k=1, 2, \dots, K \\
 & \sum_{k=1}^K p_k \leq P_{\text{total}}, 0 \leq \rho_k \leq 1, k=1, 2, \dots, K
 \end{aligned} \quad (19)$$

显然, 问题(19)仍然为非凸问题, 所以根据参考文献[12,13]中的加权均方估计误差函数思想, 再引入冗余变量 $\omega_k, u_k, k=1, \dots, K$, 有:

$$\begin{aligned}
 \ln(1+\tau_k^2) &= \max_{\{\omega_k, u_k\}} \ln \omega_k - \\
 & \omega_k ((1-u_k \tau_k)^2 + u_k^2) + 1, k=1, \dots, K
 \end{aligned} \quad (20)$$

由此, 和速率函数已经变为凸函数, 同时再根据参考文献[14]中的凸优化方法对问题(19)的目标函数中的 s_k^2 进行线性逼近, 即 s_k^2 在已知点 $\tilde{s}_k$ 处有:

$$s_k^2 = \max_{s_k} 2\tilde{s}_k s_k - \tilde{s}_k^2 \quad (21)$$

接下来再引入松弛变量 r_k , 则问题(19)转换为:

$$\begin{aligned}
 & \max_{\{p_k, \rho_k, \omega_k, u_k, s_k, \tau_k, r_k\}} \sum_{k=1}^K \left(\ln(\omega_k) - \omega_k \left((1-u_k \tau_k)^2 + u_k^2 \right) + 1 \right) - \\
 & \eta \left(\sum_{k=1}^K \mathcal{G} p_k + P_C - \sum_{k=1}^K (2\tilde{s}_k s_k - \tilde{s}_k^2) \right) \\
 & \text{s.t. } p_k g_k - \frac{\gamma_k}{\rho_k} \delta_k^2 \geq \gamma_k \sigma_k^2, k=1, 2, \dots, K \\
 & \zeta_k (1-\rho_k) (p_k g_k + \sigma_k^2) \geq e_k, k=1, 2, \dots, K \\
 & p_k g_k - r_k \delta_k^2 \geq \tau_k^2 \sigma_k^2, k=1, 2, \dots, K \\
 & \zeta_k (1-\rho_k) (p_k g_k + \sigma_k^2) \geq s_k^2, k=1, 2, \dots, K \\
 & r_k \geq \frac{\tau_k^2}{\rho_k}, k=1, 2, \dots, K \\
 & \sum_{k=1}^K p_k \leq P_{\text{total}}, 0 \leq \rho_k \leq 1, k=1, 2, \dots, K
 \end{aligned} \quad (22)$$

注意, 对于形如 $xy \geq z^2 (x, y \geq 0)$ 的不等式可以变换为二阶锥约束条件, 即:

$$\sqrt{(x-y)^2 + 4z^2} \leq x+y \quad (23)$$

因此, 问题(19)等价于 SOCP 问题(18), 由此, 命题 2 证明完毕。所以可以通过求解问题(18)得到改进型 Dinkelbach 方法, 具体步骤如下, 其中, 步骤 6 中的退出条件指的是连续两次迭代能效的相对变化值不大于 10^{-4} 。

步骤 1 初始化可行解 $\eta, \tau_k \leftarrow \sqrt{\gamma_k}, \tilde{s}_k \leftarrow \sqrt{e_k}, k=1, \dots, K$ 。

步骤 2 循环。

步骤 3 利用块坐标下降法计算 ω_k, u_k , 其中 $\omega_k = 1 + \tau_k^2$,

$$u_k = \frac{\tau_k}{1 + \tau_k^2}, k=1, \dots, K。$$

步骤 4 利用 CVX 求解问题(18), 更新相应的 $\{\rho_k, p_k, s_k, \tau_k\}$ 。

$$\text{步骤 5 } \eta \leftarrow \frac{R\{p_k, \rho_k\}}{\mathcal{G} \sum_{k=1}^K p_k + P_C - E\{p_k, \rho_k\}}。$$

步骤 6 直到满足一定退出条件。

4 仿真结果与分析

本文利用 MATLAB 软件对所提方法进行仿真验证。仿真中, 设置发送端天线数 $N_t=4$, 信息接收者的数量 $K=4$, 能量转换系数 $\xi=0.65$, 天线噪声功率 $\sigma_k^2=-70$ dBm, 传输噪声功率 $\delta_k^2=-40$ dBm, 功率放大器效率 $\mathcal{G}=5$, 带宽 $W=15$ kHz, 此外, 假设所有的信息接收者具有相同的 $SINR_k$ 和 E_k 的



表 1 收发机总固定电路消耗中各参数含义与取值

参数	混合器 功率 P_{mix}	滤波器 功率 $P_{\text{fil}}=P_{\text{flr}}$	频率混合器 功率 P_{syn}	低噪声放大器 功率 P_{LNA}	中频放大器 功率 P_{IFA}	数模转化所消耗的 功率 P_{DAC}	模数转化所消耗的 功率 P_{ADC}
值/mW	30.3	2.5	50	20	3	15.44	6.76

门限值,即 $\gamma_1=\cdots=\gamma_k=\gamma$ 和 $e_1=\cdots=e_k=e$,如果不作特殊说明,在仿真中设置总传输功率 $P_{\text{total}}=30$ dBm, $\gamma=20$ dB, $e=-20$ dBm,同时参考文献[12,13],仿真中接收端设备与发送端的距离均为 5 m,发送端到各信息接收者的信道可以分别生成:

$$h_k = \sqrt{\frac{K_R}{1+K_R}} h_k^{\text{LOS}} + \sqrt{\frac{1}{1+K_R}} h_k^{\text{NLOS}} \quad (24)$$

其中, $h_k^{\text{LOS}} \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$ 为信道的确定性部分, $h_k^{\text{NLOS}} \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$ 为信道的瑞利衰落部分,且每个元素均为服从均值为 0、方差为 -40 dB 的循环对称复高斯随机变量, $K_R=5$ dB 为莱斯因子,发送端配置远场均匀线性天线阵列,因此得:

$$h_k^{\text{LOS}} = 10^{-4} [1e^{j\theta_1} e^{j2\theta_2} \cdots e^{j(N_t-1)\theta_k}]^T \quad (25)$$

其中, $\theta_k = \frac{2\pi d \sin(\varphi_k)}{\lambda}$, d 表示天线间最小距离, λ 为载波波长, φ_k 表示发送端到第 k 个信息接收者的方向,在仿真中,设置 $d = \frac{\lambda}{2}$, $\{\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \varphi_4\} = \{-60^\circ, -30^\circ, 30^\circ, 60^\circ\}$ 。类似文献[15-18],本文中约定收发机总固定电路消耗 P_c 表示如下:

$$P_c = N_t(P_{\text{DAC}} + P_{\text{mix}} + P_{\text{fil}}) + 2P_{\text{syn}} + K(P_{\text{LNA}} + P_{\text{mix}} + P_{\text{IFA}} + P_{\text{flr}} + P_{\text{ADC}}) \quad (26)$$

式(26)中各个参数的含义与取值见表 1。

本文所提方法的收敛性验证,理论验证可参考文献[12,13],仿真验证如图 2 所示,可以看出,该方法能够保

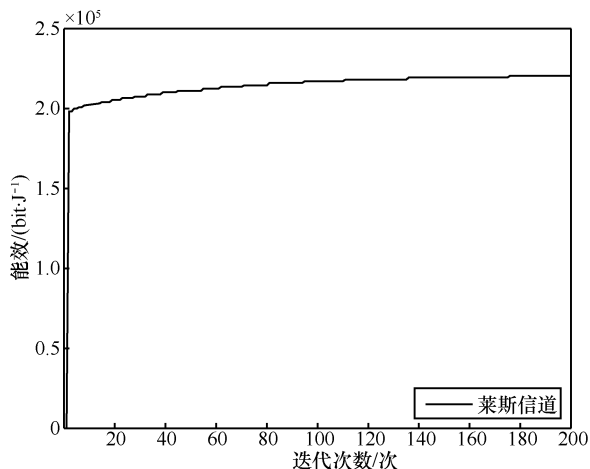


图 2 本文所提方法的收敛性

证能效值的单调不减直至最大值,经过 200 次左右的迭代达到能效最大值。

图 3 描述了本文所提方法、低复杂度方法^[12]、基于拉格朗日松弛方法^[13]与总传输功率的对比。仿真中设置参数 $\gamma=15$ dB, $e=-25$ dBm,蒙特卡洛仿真次数为 500 000,3 种方法中平均能效都能够随着总传输功率的增加而不断增加直至收敛,验证了 3 种方法的有效性,当总传输功率 $P_{\text{total}} \geq 26$ dBm,平均能效达到最大值并保持,说明当总传输功率大于一定值之后,不再是影响平均能效的重要指标。低复杂度方法和基于拉格朗日松弛的方法的效果相近,而本文所提方法取得的平均能效最大值明显大于其他两种方法,因此该方法优于低复杂度方法和基于拉格朗日松弛的方法。

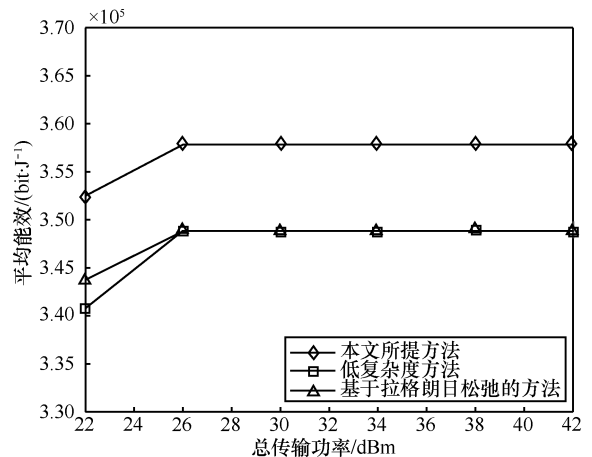


图 3 平均能效与传输功率比较

图 4 描述了所提方法与天线数的对比,仿真设置的参数 $\gamma=15$ dB, $e=-20$ dBm,当然收发机总固定电路消耗功率 P_c 将随着天线数的增大而增大。可以看出,当天线数 N_t 从 4 增大到 12 的时候,平均能效值不断增大,而从 12 到 60,平均能效值却逐渐减小,主要原因是,使用更多的天线,虽然能够有效改善多天线系统的频谱效率,但也相应地增加了收发机总固定电路的功率消耗。这意味着能效并不会随着天线数的增加而增加。因此,在实际大规模天线系统设计中,为了达到较高的能效,需要进行合理的天线选择。

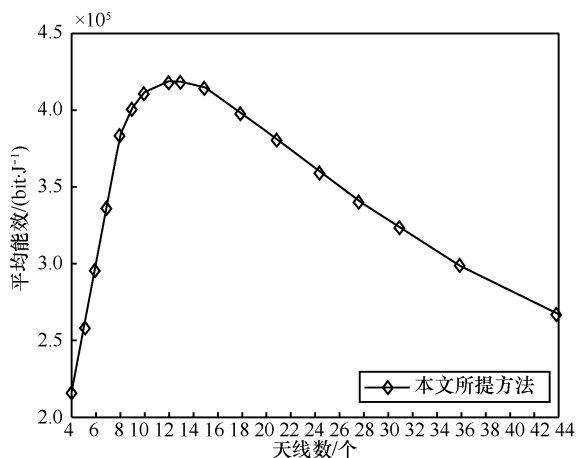


图 4 平均能效与天线数比较

5 结束语

提出了一种改进型 Dinkelbach 方法以解决多用户 MISO 无线信能同传系统中能效优化问题, 该方法旨在满足 QoS 以及发送功率约束的基础上最大化系统能效, 然而该问题的求解在数学上是非凸分式且高度耦合问题, 因此首先利用 Dinkelbach 方法将分式问题转换为一般的减式问题, 然而转换后的问题却不能全局求解, 所以再通过将和速率最大化问题等价为加权均方误差最小化相关问题和线性逼近思想将问题近似为二阶锥规划凸问题, 最后对此问题进行迭代求解得出最大能效。通过仿真验证了本文所提方法的收敛性和有效性, 仿真结果显示本文方法能够有效改善多用户 MISO 无线信能同传系统的能量效率, 同时也表明, 在大规模天线系统中, 通过合理的天线选择可获得较高的系统能效。

参考文献:

- [1] LU X, WANG P, NIYATO D, et al. Wireless networks with RF energy harvesting: a contemporary survey [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2015, 17(2): 757-789.
- [2] NISHIMOTO H, KAWAHARA Y, ASAMI T. Prototype implementation of ambient RF energy harvesting wireless sensor networks[C]//2010 IEEE Sensors, Nov 1-4, 2010, Hawaii, USA. New Jersey: IEEE Press, 2010: 1282-1287.
- [3] ZHANG X, JIANG H, ZHANG L, et al. An energy-efficient ASIC for wireless body sensor networks in medical applications [J]. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, 2010, 4(1): 11-18.
- [4] VARSHNEY L R. Transporting information and energy simultaneously[C]//IEEE International Symposium on Information Theory, Jul 6-11, 2008, Toronto, Ontario, Canada. New Jersey: IEEE Press, 2008: 1612-1616.
- [5] GROVER P, SAHAI A. Shannon meets Tesla: wireless information and power transfer [C]//ISIT, Jun 13-18, 2010, Austin, TX, USA. New Jersey: IEEE Press, 2010: 2363-2367.
- [6] LIU L, ZHANG R, CHUA K C. Wireless information transfer with opportunistic energy harvesting [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013, 12(1): 288-300.
- [7] XIANG Z, TAO M. Robust beamforming for wireless information and power transmission [J]. Wireless Communications Letters, IEEE, 2012, 1(4): 372-375.
- [8] CHALISE B K, ZHANG Y D, AMIN M G. Energy harvesting in an OSTBC based amplify-and-forward MIMO relay system[C]//2012 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), Mar 25-30, 2012, Kyoto, Japan. New Jersey: IEEE Press, 2012: 3201-3204.
- [9] NG D W K, LO E S, SCHÖBER R. Energy-efficient power allocation in OFDM systems with wireless information and power transfer [C]//2013 IEEE International Conference on Communications (ICC), Jun 9-13, 2013, Budapest, Hungary. New Jersey: IEEE Press, 2013: 4125-4130.
- [10] 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.
- [11] DINKELBACH W. On nonlinear fractional programming [J]. Management Science, 1967, 13(7): 492-498.
- [12] SHI Q, XU W, WU J, et al. Secure beamforming for MIMO broadcasting with wireless information and power transfer [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14 (5): 2841-2853.
- [13] 彭成. 多用户信能同传系统的收发机优化设计 [D]. 杭州: 浙江理工大学, 2016.
PENG C. Joint transceiver design for multi-user SWIPT systems[D]. Hangzhou: Zhejiang Sci-Tech University, 2016.
- [14] BOYD S, VANDENBERGHE L. Convex optimization [M]. London: Cambridge University Press, 2004.
- [15] CUI S, GOLDSMITH A J, BAHAI A. Energy-efficiency of MIMO and cooperative MIMO techniques in sensor networks [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2004, 22(6): 1089-1098.
- [16] CUI S, GOLDSMITH A J, BAHAI A. Energy-constrained modulation optimization [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2005, 4(5): 2349-2360.
- [17] 孙茜. 低复杂度无线能量传输技术研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2015.
SUN X. System design of low complexity in wireless powered communication networks [D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2015.
- [18] 张海洋, 黄永明, 杨绿溪. 无线携能通信系统中基于能量获