

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2106031

基于无线信能同传技术的波束成型研究^{*}

吴慧明 王海涛 鲍丹阳 赵伟 武志强

(深圳职业技术学院 机电工程学院 深圳 518055)

摘要: 无线信息和能量同传技术(SWIPT)可降低网络中能量的消耗,延长网络中能量消耗设备的使用寿命。该研究对象为发送端发送波束成型信号与用户进行通信,接收端采用功率分配器进行信号分开,分别进行信息和能量的收集,一部分信号流用于能量集,一部分信号流用于信息解调,通过运用波束成型技术,实现系统最小化发送功率,提高系统的吞吐量。同时,利用半正定松弛技术和S程序将该非凸问题转化为一个半定规划问题。最后,通过仿真验证算法,仿真结果证明基于无线信能同传技术的波束成型系统的正确性和合理性。

关键词: SWIPT;波束成型;半正定松弛;S程序

中图分类号: TN929 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.5105

Beam-forming research based on SWIPT technology

Wu Huiming Wang Haitao Bao Danyang Zhao Wei Wu Zhiqiang

(School of Mechanical and Electrical Engineering, Shenzhen Polytechnic, Shenzhen 518055, China)

Abstract: Simultaneous wire-less information and power transfer (SWIPT) can reduce energy consumption in the network and extend the lifetime of the energy consuming devices in the network. The object of this study is to transmit beam-forming signals to communicate with users. The receiver uses power divider to separate the signals and collect information and power respectively. A part of the signal flow is used for energy collection, and a part of the signal flow is used for information demodulation. By using beamforming technology, the transmission power of the system is minimized and the sum rate of the system is improved. At the same time, the non-convex problem is transformed into a semi-definite programming (SDP) problem by using the semi-definite relaxation (SDR) technique and S-program. Finally, simulation results show that the beamforming system based on wireless communication and simultaneous interpreting is correct and reasonable.

Keywords: SWIPT; beam-forming; semi-definite relaxation; S-program

0 引言

随着无线移动通信技术大力发展,无线网络大规模应用,对无线网络带来了空前的挑战,尤其是无线传感器电池更换问题,无线通信系统寿命等问题。以我国第1个“物联网”政府示范项目上海浦东国际机场防入侵系统为例,其共计要铺设3万多传感节点,传统的使用纽扣电池的供电方式,光是更换电池所使用的人力成本就难以想象。因此,从太阳能、风能或振动等外部的可再生资源中收集能量成为关注的方向,但是这种能量的收集受到外部条件的制约,存在不可靠的因素,无法满足稳定可靠通信的需求。

近年来,人们开始关注新的能量收集技术,即利用无线电能充电,无线电除了可以作为能量传输的介质,其本身还可以传递信息,由此产生了无线信息和能量同传

(simultaneous wire-less information and power transfer, SWIPT)技术。2008年,美国麻省理工大学的Varshney教授^[1]最早提出了无线信息和能量同传的思想,Varshney教授通过定义“容量-能量”(capacity-energy)函数推导了信息和能量传输间的关系。Grover等^[2]提出了其于耦合感应电路来实现无线信息和能量同传,并且在总功率的限定条件下,对信息传输的速率和能量传输的效率进行研究。根据接收信息不能同时用于信息收集和能量收集这一现实情况,Zhang等^[3]提出了两种解决方案,一种是时间切换型(time-switching)接收机,另一种是功率分配型(power-splitting)接收机。时间切换型接收机是将接收到的信号按照时隙切换分别进行信息和能量的收集;功率分配型接收机是将接收到的信号分开,分别进行信息和能量的收集。

收稿日期:2021-03-17

^{*} 基金项目:2020 国家自然科学基金联合基金重点项目(U1913213)、广东省教育厅青年创新科研项目(2020KJTCX297)资助

同时,提出了利用波束成型技术对 MIMO(multiple input multiple output)系统进行无线信息和能量同传研究。Xu等^[4]提出了在信干噪比(signal to interference plus noise ratio, SINR)约束下,采取优化波束成型向量的办法,使得获取的能量最大化,并通过半正定松弛(semi-definite relaxation, SDR)的方法求解。Shi等^[5-6]提出了在信干噪比和能量获取约束下,采取优化波束成型向量和功率分配因子的办法,实现最小化传输功率,并采用迫零(zero forcing, ZF)算法降低计算的复杂度。随后,无线信息和能量同传的应用逐渐推广,研究的模型包括多用户系统、MISO(multiple input single output)系统、MIMO系统、全双工系统(full duplex, FD)等^[7-22]。本文提出了一种基于功率分配策略的无线信息和能量同传系统,该系统中,针对接收端接收的信号,分别进行信息和能量的收集,在满足能量获取条件下,最大化系统的吞吐量。在处理的过程中,通过半正定松弛技术和 S 程序将该非凸问题转化为一个半定规划问题求解,并进行设计和模拟仿真。

1 系统模型

图1为系统模型示意图,无线信能同传系统的工作原理可以表述为:信号发送端通过发射天线将信号发射到自由空间,接收端接收该信号,并通过带有功率分配器的接收机进行处理,将一部分信号流用于能量集,一部分信号流用于信息解码。在保证每个接收用户都满足最低的能量收集要求,以及最低的信号质量要求的同时,实现系统最小化发送功率,提高系统的吞吐量。

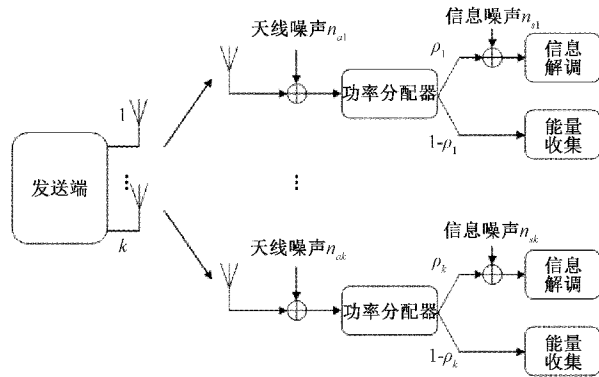


图1 系统模型示意图

在本系统中,发送端为多天线,其配有 K 根天线,接收端为单天线用户,且有 K 个用户。发送端采用波束成型技术为其对应的接收端发送信号,接收端在接收天线处引入加性高斯白噪声 n_{ak} 。每个接收端都配有功率分配器,在功率分配器的作用下,将接收到的信号分流,其中一部分用于能量收集(energy harvesting, EH),另一部分用于信息解调(information decoding, ID),在信息解调过程中,引入信息转换加性高斯白噪声 n_{ik} 。第 k 个用户接收到的,未经功率分配器的,信号表示为:

$$y_k = \mathbf{h}_k^H \boldsymbol{\omega}_k s_k + \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{h}_j^H \boldsymbol{\omega}_j s_j + n_{ak} \quad (1)$$

其中, \mathbf{h}_k^H 是目标共轭信道响应向量, $\boldsymbol{\omega}_k$ 是目标波束成型向量, s_k 是目标发送信号, \mathbf{h}_j^H 是干扰共轭信道响应向量, $\boldsymbol{\omega}_j$ 是干扰波束成型向量, s_j 是干扰发送信号。其中, s_k 满足 $E\{|s_k|^2\} = 1$, n_{ak} 的均值为 0, 方差为 σ_{ak}^2 。

功率分配器将接收到的信号分流,这时,定义功率分裂因子 ρ_k , 且 $0 < \rho_k < 1$, 那么传输信息的部分为 ρ_k , 传输能量的部分为 $1 - \rho_k$ 。因此,第 k 个用户的信息解码的信号 y_k^{ID} , 以及第 k 个用户的能量收集的信号 y_k^{EH} 分别为:

$$y_k^{ID} = \sqrt{\rho_k} (\mathbf{h}_k^H \boldsymbol{\omega}_k s_k + \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{h}_j^H \boldsymbol{\omega}_j s_j + n_{ak}) + n_{ik} \quad (2)$$

$$y_k^{EH} = \sqrt{1 - \rho_k} (\mathbf{h}_k^H \boldsymbol{\omega}_k s_k + \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{h}_j^H \boldsymbol{\omega}_j s_j + n_{ak}) \quad (3)$$

其中, n_{ik} 是均值为 0, 方差为 σ_{ik}^2 的信息转换加性高斯白噪声。将目标信号以外的的信号视为干扰信号,并定义第 k 个用户的信干噪比(SINR)为 γ_k , 其表示为:

$$\gamma_k = \frac{P_s}{P_i + P_n} = \frac{\rho_k |\mathbf{h}_k^H \boldsymbol{\omega}_k|^2}{\rho_k (\sum_{j=1, j \neq k}^K |\mathbf{h}_j^H \boldsymbol{\omega}_j|^2 + \sigma_{ak}^2) + \sigma_{ik}^2} \quad (4)$$

其中, P_s 是测量到的目标信号的功率, P_i 是测量到的干扰信号的功率, P_n 是噪声损耗。此外,定义信号分流后的,收集到的总能量为,其表示为:

$$P_k^{EH} = \eta (1 - \rho_k) (|\mathbf{h}_k^H \boldsymbol{\omega}_k|^2 + \sum_{j=1, j \neq k}^K |\mathbf{h}_j^H \boldsymbol{\omega}_j|^2 + \sigma_{ak}^2) \quad (5)$$

其中, $\eta \in (0, 1]$, 其为第 K 个用户的能量收集效率。

在本系统模型中,每个接收用户都有最低的能量收集要求,以及最低的信号质量要求。因此,可以通过优化波束成型向量 $\boldsymbol{\omega}_k$ 和功率分裂因子 ρ_k , 实现系统最小化发送功率,即系统消耗最小,将该优化建模为:

$$\min_{\boldsymbol{\omega}_k, 0 < \rho_k < 1} \sum_{j=1}^K |\boldsymbol{\omega}_k|^2 \quad (6)$$

$$\text{s. t.} \quad \frac{\rho_k |\mathbf{h}_k^H \boldsymbol{\omega}_k|^2}{\rho_k (\sum_{j=1, j \neq k}^K |\mathbf{h}_j^H \boldsymbol{\omega}_j|^2 + \sigma_{ak}^2) + \sigma_{ik}^2} \geq \delta_k \quad (7)$$

$$\eta (1 - \rho_k) (|\mathbf{h}_k^H \boldsymbol{\omega}_k|^2 + \sum_{j=1, j \neq k}^K |\mathbf{h}_j^H \boldsymbol{\omega}_j|^2 + \sigma_{ak}^2) \geq \varphi_k \quad (8)$$

其中, δ_k 表示信干噪比的最低门限值, φ_k 表示能量收集的最低门限值。以上是基于完美信道状态下的建模,在实际情况下,非完美信道状态信息时,存在信道误差和量化误差等问题,真实的信道响应向量可表示为:

$$\mathbf{h}_k = \overline{\mathbf{h}}_k + \widetilde{\mathbf{h}}_k \quad (9)$$

其中, $\overline{\mathbf{h}}_k$ 表示估计信道响应向量, $\widetilde{\mathbf{h}}_k$ 表示信道响应误差向量,信道响应误差向量满足范数约束,可表示为:

$$\|\widetilde{\mathbf{h}}_k\|_2 \leq \epsilon_k \quad (10)$$

其中, ϵ_k 为一已知的正实数。因此,非完美信道状态信息时,问题可建模为:

$$\min_{\omega_k, 0 < \rho_k < 1} \sum_{j=1}^K \omega_k \omega_k^H \quad (11)$$

$$\text{s. t. } \frac{\rho_k |(\bar{\mathbf{h}}_k + \tilde{\mathbf{h}}_k)^H \omega_k|^2}{\rho_k \left(\sum_{j=1, j \neq k}^K |(\bar{\mathbf{h}}_j + \tilde{\mathbf{h}}_j)^H \omega_j|^2 + \sigma_{ak}^2 \right) + \sigma_{sk}^2} \geq \delta_k \quad (12)$$

$$\eta(1 - \rho_k) \left(|(\bar{\mathbf{h}}_k + \tilde{\mathbf{h}}_k)^H \omega_k|^2 + \sum_{j=1, j \neq k}^K |(\bar{\mathbf{h}}_j + \tilde{\mathbf{h}}_j)^H \omega_j|^2 + \sigma_{ak}^2 \right) \geq \varphi_k \quad (13)$$

$$\|\tilde{\mathbf{h}}_k\|_2^2 \leq \epsilon_k^2 \quad (14)$$

2 算法优化

分析上述问题,可知为一个非凸优化的问题,很难求解,本文将引入半正定松弛技术和 S 程序,将非凸优化的问题转化为凸优化的问题,进而求解。

首先进行半正定松弛,这里,引入新的变量 $\mathbf{W}_k = \omega_k \omega_k^H$, 因为:

$$\mathbf{x}^T \mathbf{C} \mathbf{x} = \text{Tr}(\mathbf{x}^T \mathbf{C} \mathbf{x}) = \text{Tr}(\mathbf{C} \mathbf{x} \mathbf{x}^T) = \text{Tr}(\mathbf{C} \mathbf{X} \mathbf{x} \mathbf{x}^T) = \text{Tr}(\mathbf{C} \mathbf{X}) \quad (15)$$

式中: $\mathbf{X} = \mathbf{x} \mathbf{x}^T$, 且 \mathbf{X} 是秩为 1 的对称半正定矩阵(positive semi-definite, PSD),那么式(11)可以重新表述为:

$$\min_{\omega_k, 0 < \rho_k < 1} \sum_{j=1}^K \text{Tr}(\mathbf{W}_k) \quad (16)$$

式(12)可以重新表述为:

$$\frac{|(\bar{\mathbf{h}}_k + \tilde{\mathbf{h}}_k)^H \omega_k|^2}{\delta_k} \geq \sum_{j=1, j \neq k}^K |(\bar{\mathbf{h}}_j + \tilde{\mathbf{h}}_j)^H \omega_j|^2 + \sigma_{ak}^2 + \frac{\sigma_{sk}^2}{\rho_k} \quad (17)$$

$$\frac{1}{\delta_k} (\bar{\mathbf{h}}_k + \tilde{\mathbf{h}}_k)^H \mathbf{W}_k (\bar{\mathbf{h}}_k + \tilde{\mathbf{h}}_k) - \sum_{j=1, j \neq k}^K (\bar{\mathbf{h}}_j + \tilde{\mathbf{h}}_j)^H \mathbf{W}_j (\bar{\mathbf{h}}_j + \tilde{\mathbf{h}}_j) - \sigma_{ak}^2 - \frac{\sigma_{sk}^2}{\rho_k} \geq 0 \quad (18)$$

式(13)可以重新表述为:

$$\frac{\varphi_k}{\eta(1 - \rho_k)} \geq |(\bar{\mathbf{h}}_k + \tilde{\mathbf{h}}_k)^H \omega_k|^2 + \sum_{j=1, j \neq k}^K |(\bar{\mathbf{h}}_j + \tilde{\mathbf{h}}_j)^H \omega_j|^2 + \sigma_{ak}^2 - \frac{\varphi_k}{\eta(1 - \rho_k)} \geq 0 \quad (19)$$

$$\left(\bar{\mathbf{h}}_k + \tilde{\mathbf{h}}_k \right)^H \mathbf{W}_k \left(\bar{\mathbf{h}}_k + \tilde{\mathbf{h}}_k \right) + \sum_{j=1, j \neq k}^K \left(\bar{\mathbf{h}}_j + \tilde{\mathbf{h}}_j \right)^H \mathbf{W}_j \left(\bar{\mathbf{h}}_j + \tilde{\mathbf{h}}_j \right) + \sigma_{ak}^2 - \frac{\varphi_k}{\eta(1 - \rho_k)} \geq 0 \quad (20)$$

\mathbf{W}_k 是半正定矩阵,且满足秩 1 约束:

$$\mathbf{W}_k \geq 0, \text{rank}(\mathbf{W}_k) = 1 \quad (21)$$

$$\|\tilde{\mathbf{h}}_k\|_2^2 \leq \epsilon_k^2 \quad (22)$$

因此原问题可以重新表述为:

$$\min_{\omega_k, 0 < \rho_k < 1} \sum_{j=1}^K \text{Tr}(\mathbf{W}_k) \quad (23)$$

s. t. 式(18)、(20)、(21)、(22)

由上式可知,问题中的目标函数,以及几乎所有的约束

条件都是凸的,仅剩下秩 1 约束是非凸的,运用松弛思想,可以先忽略秩 1 约束,简单求解问题。尽管如此,依然很难求解,这里提出采用 S 程序处理技术:

令 $f(x) = \mathbf{x}^H \mathbf{A}_n \mathbf{x} + \mathbf{b}_n^H \mathbf{x} + \mathbf{x}^H \mathbf{b}_n + c_n, n = \{0, 1\}$, 当且仅当存在一个 $\lambda \geq 0$, 使得满足:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A}_0 \mathbf{b}_0 \\ \mathbf{b}_0^H \mathbf{c}_0 \end{bmatrix} + \lambda \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 \mathbf{b}_1 \\ \mathbf{b}_1^H \mathbf{c}_1 \end{bmatrix} \geq 0 \quad (24)$$

这里,考虑到干扰信道响应向量的相互独立性,引入两个变量 $\mathbf{p}_j, \mathbf{q}_j$, 使得:

$$\mathbf{p}_j = \max_{j/k} (\bar{\mathbf{h}}_j + \tilde{\mathbf{h}}_j)^H \mathbf{W}_j (\bar{\mathbf{h}}_j + \tilde{\mathbf{h}}_j) \quad (25)$$

$$\mathbf{q}_j = \min_{j/k} (\bar{\mathbf{h}}_j + \tilde{\mathbf{h}}_j)^H \mathbf{W}_j (\bar{\mathbf{h}}_j + \tilde{\mathbf{h}}_j) \quad (26)$$

采用 S 程序处理技术处理式(18)、(22), 先将其展开如下:

$$\frac{1}{\delta_k} (\bar{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{W}_k \bar{\mathbf{h}}_k + \bar{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{W}_k \tilde{\mathbf{h}}_k + \tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{W}_k \bar{\mathbf{h}}_k + \tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{W}_k \tilde{\mathbf{h}}_k) - \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{p}_j - \sigma_{ak}^2 - \frac{\sigma_{sk}^2}{\rho_k} \geq 0 \quad (27)$$

$$\delta_k \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{p}_j - \delta_k \sigma_{ak}^2 - \frac{\delta_k \sigma_{sk}^2}{\rho_k} \geq 0 \quad (28)$$

$$\epsilon_k^2 - \tilde{\mathbf{h}}_k \tilde{\mathbf{h}}_k^H \geq 0 \quad (29)$$

当且仅当存在一个 $\lambda_k \geq 0$, 使得 $\tilde{\mathbf{h}}_k$ 满足式(28)、(29), 可将其表述为:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{W}_k & & & \mathbf{W}_k \bar{\mathbf{h}}_k \\ & \bar{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{W}_k & & \bar{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{W}_k \bar{\mathbf{h}}_k \\ & & \delta_k \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{p}_j & -\delta_k \sigma_{ak}^2 - \frac{\delta_k \sigma_{sk}^2}{\rho_k} \\ & & & \epsilon_k^2 \end{bmatrix} + \lambda_k \begin{bmatrix} \mathbf{I} & 0 \\ 0 & -\epsilon_k^2 \end{bmatrix} \geq 0 \quad (30)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{W}_k + \lambda_k \mathbf{I} & & & \mathbf{W}_k \bar{\mathbf{h}}_k \\ & \bar{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{W}_k & & \bar{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{W}_k \bar{\mathbf{h}}_k \\ & & \delta_k \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{p}_j & -\delta_k \sigma_{ak}^2 - \frac{\delta_k \sigma_{sk}^2}{\rho_k} - \lambda_k \epsilon_k^2 \\ & & & \epsilon_k^2 \end{bmatrix} \geq 0 \quad (31)$$

式(25)可将其表述为:

$$\mathbf{p}_j \geq (\bar{\mathbf{h}}_j + \tilde{\mathbf{h}}_j)^H \mathbf{W}_j (\bar{\mathbf{h}}_j + \tilde{\mathbf{h}}_j) \quad (32)$$

将其展开为:

$$\mathbf{p}_j - \bar{\mathbf{h}}_j^H \mathbf{W}_j \bar{\mathbf{h}}_j - \bar{\mathbf{h}}_j^H \mathbf{W}_j \tilde{\mathbf{h}}_j - \tilde{\mathbf{h}}_j^H \mathbf{W}_j \bar{\mathbf{h}}_j - \tilde{\mathbf{h}}_j^H \mathbf{W}_j \tilde{\mathbf{h}}_j \geq 0 \quad (33)$$

误差满足范数约束,表述为:

$$\epsilon_j^2 - \tilde{\mathbf{h}}_j \tilde{\mathbf{h}}_j^H \geq 0 \quad (34)$$

由上述条件知存在 λ_j , 同时使其满足式(33)、(34), 可将其表述为:

$$\begin{bmatrix} -\mathbf{W}_j & & & -\mathbf{W}_j \bar{\mathbf{h}}_j \\ & \bar{\mathbf{h}}_j^H \mathbf{W}_j & & \mathbf{p}_j - \bar{\mathbf{h}}_j^H \mathbf{W}_j \bar{\mathbf{h}}_j \\ & & \lambda_j \mathbf{I} & 0 \\ & & & -\epsilon_j^2 \end{bmatrix} \geq 0 \quad (35)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_j \mathbf{I} - \mathbf{W}_j & & & -\mathbf{W}_j \tilde{\mathbf{h}}_j \\ & \bar{\mathbf{h}}_j^H \mathbf{W}_j & & \mathbf{p}_j - \bar{\mathbf{h}}_j^H \mathbf{W}_j \bar{\mathbf{h}}_j \\ & & & -\lambda_j \epsilon_j^2 \end{bmatrix} \geq 0 \quad (36)$$

同理,将式(20)展开,并表述为:

$$\begin{aligned} & \bar{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{W}_k \bar{\mathbf{h}}_k + \bar{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{W}_k \tilde{\mathbf{h}}_k + \tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{W}_k \bar{\mathbf{h}}_k + \tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{W}_k \tilde{\mathbf{h}}_k + \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{q}_j + \\ & \sigma_{ak}^2 - \frac{\varphi_k}{\eta(1-\rho_k)} \geq 0 \end{aligned} \quad (37)$$

由上述条件知存在 θ_k , 同时使其满足式(33)、(37), 可将其表述为:

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} \mathbf{W}_k & \mathbf{W}_k \bar{\mathbf{h}}_k \\ \bar{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{W}_k & \bar{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{W}_k \bar{\mathbf{h}}_k + \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{q}_j + \sigma_{ak}^2 - \frac{\varphi_k}{\eta(1-\rho_k)} \end{bmatrix} + \\ & \theta_k \begin{bmatrix} \mathbf{I} & 0 \\ 0 & -\epsilon_k^2 \end{bmatrix} \geq 0 \end{aligned} \quad (38)$$

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} \mathbf{W}_k + \theta_k \mathbf{I} & \mathbf{W}_k \bar{\mathbf{h}}_k \\ \bar{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{W}_k & \bar{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{W}_k \bar{\mathbf{h}}_k + \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{q}_j + \sigma_{ak}^2 - \frac{\varphi_k}{\eta(1-\rho_k)} - \theta_k \epsilon_k^2 \end{bmatrix} \geq 0 \end{aligned} \quad (39)$$

式(26)可将其表述为:

$$\mathbf{q}_j \leq (\bar{\mathbf{h}}_j + \tilde{\mathbf{h}}_j)^H \mathbf{W}_j (\bar{\mathbf{h}}_j + \tilde{\mathbf{h}}_j) \quad (40)$$

将其展开为:

$$\bar{\mathbf{h}}_j^H \mathbf{W}_j \bar{\mathbf{h}}_j + \bar{\mathbf{h}}_j^H \mathbf{W}_j \tilde{\mathbf{h}}_j + \tilde{\mathbf{h}}_j^H \mathbf{W}_j \bar{\mathbf{h}}_j + \tilde{\mathbf{h}}_j^H \mathbf{W}_j \tilde{\mathbf{h}}_j - \mathbf{q}_j \geq 0 \quad (41)$$

由上述条件知存在 θ_j , 同时使其满足式(34)、(41), 可将其表述为:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{W}_j & \mathbf{W}_j \bar{\mathbf{h}}_j \\ \bar{\mathbf{h}}_j^H \mathbf{W}_j & \bar{\mathbf{h}}_j^H \mathbf{W}_j \bar{\mathbf{h}}_j - \mathbf{q}_j \end{bmatrix} + \theta_j \begin{bmatrix} \mathbf{I} & 0 \\ 0 & -\epsilon_j^2 \end{bmatrix} \geq 0 \quad (42)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{W}_j + \theta_j \mathbf{I} & \mathbf{W}_j \bar{\mathbf{h}}_j \\ \bar{\mathbf{h}}_j^H \mathbf{W}_j & \bar{\mathbf{h}}_j^H \mathbf{W}_j \bar{\mathbf{h}}_j - \mathbf{q}_j - \theta_j \epsilon_j^2 \end{bmatrix} \geq 0 \quad (43)$$

通过上述推导, 得到的优化如下:

$$\min_{\omega_k^{0 < \rho_k < 1}} \sum_{j=1}^K \text{Tr}(\mathbf{W}_k) \quad (44)$$

s. t. 式(31)、(36)、(39)、(43)

$$\mathbf{W}_k \geq 0, \mathbf{p}_j \geq 0, \mathbf{q}_j \geq 0$$

显然, 该问题已转化成一个凸的半正定规划问题, 可以通过 CVX 软件包来求解, 得到半正定矩阵 \mathbf{W}_k , 再从中提取出满足秩 1 约束的解, 即可得到目标波束成型向量 ω_k 。

3 仿真分析

在本节中, 对基于功率分配的 SWIPT 系统进行仿真验证。仿真中, 考虑该系统网络由 1 个基站, 4 根中继发射天线, 4 根接收天线和 3 个用户组成。假设信道噪声和信息转换引入的噪声均为加性高斯白噪声, 且噪声的方差为 -50 dBm, 在此情况下, 研究系统的性能。通过 MATLAB 搭建 SWIPT 系统的仿真环境, 为了确保方案的正确性, 减少信道等系统客观存在的不确定性给仿真验证结果带来的误差, 下面所有图中的曲线的每一点都是经过 10 000 次蒙特卡罗仿真取均值的结果。

从图 2 中可以看出, 系统的吞吐量总是随着发射功率的增加而增加, 增加系统的发射功率, 系统的可行域增加, 可获得更高的吞吐量, 而且这种增加几乎成线性关系, 距离越近时越明显, 距离增加时, 线性关系减弱, 可以定义这个斜率为吞吐量增长率, 那么, 对于某一系统, 在其基站天线数固定的情况下, 吞吐量增长率几乎不变化, 但是当用户数量增加时, 系统的吞吐量增加。

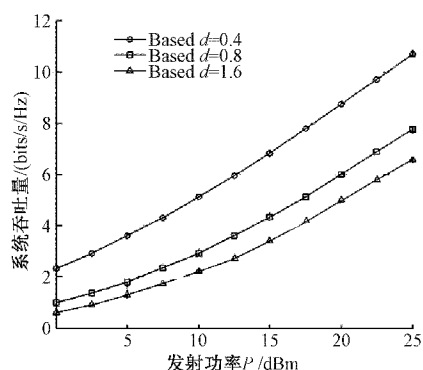


图 2 不同距离时, 系统吞吐量与发射功率的关系曲线

从图 3 中可以看出, 系统的吞吐量与能量收集效率 η 相关。由图 3 可知, 在相同的发射功率下, 当系统的收集效率 η 越小时, 系统的吞吐量也就越小, 这是因为当系统的能量收集效率低时, 中继端相应获得的能量就小, 同样, 当中继端发射功率小时, 系统的吞吐量也就随之减小。此外, 虽然在相同的发射功率下, 系统的吞吐量受收集效率 η 影响, 且影响是正相关的, 但是这种影响随着收集效率 η 的增加而放缓, 当收集效率 η 为 0.7 和 0.9 时, 系统的吞吐量变化已经不那么明显, 这是因为系统的收集效率 η 有一个阈值, 当收集效率 η 达到这个阈值时, 就能够满足中继端正常工作所需要的能量, 所以, 收集效率 η 足够大时, 系统的吞吐量变化不大。不过这种情况随着发射功率的增加, 系统的吞吐量差距会变大。

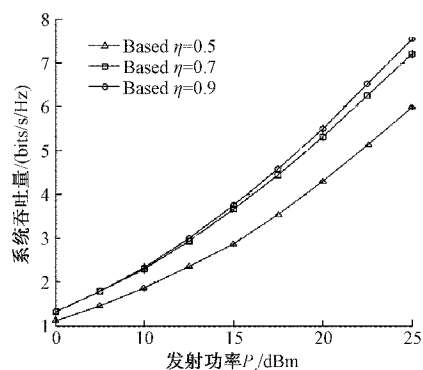


图 3 不同 η 时, 系统吞吐量与发射功率的关系曲线

从图 4 中可以看出, 无线信能同传系统选择不同的信号接收策略影响接收效果明显。由图 4 可知, 在相同的发射功率下, 采用有峰值功率限制的时间分配策略时, 系统的

吞吐量最小;采用无峰值功率限制的时间分配策略时,系统的吞吐量居中;而采用本研究中提出的基于功率分配策略的无线信息和能量同传系统,系统的吞吐量最大,验证了系统的有效性。

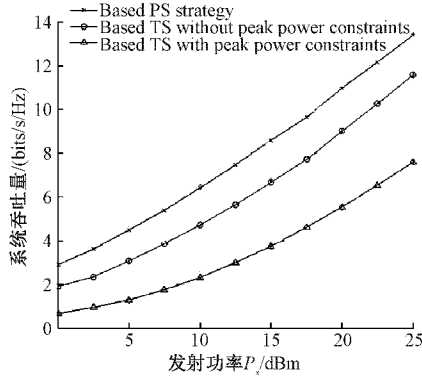


图 4 不同策略的 SWIPT 系统中吞吐量与发射功率的关系曲线

4 结 论

本文为 SWIPT 系统提出了一种功率分配的策略,分别进行信息和能量的收集,在满足能量获取和发射功率的条件下,提高系统的吞吐量。在满足功率最小化的问题中,我们通过半正定松弛技术和 S 程序将该非凸问题转化为一个半定规划问题求解,然后将接收端的功率分裂问题简化为一个功率分裂因子 η ,同时假设接收端的每根天线都具有相同的功率分裂因子,从而进行设计和模拟仿真。仿真的结果验证了所提出策略的高效性,确保了在减少计算复杂度的同时保持较好的系统性能。

参 考 文 献

[1] VARSHNEY L R. Transporting information and energy simultaneously[C]. Proc. IEEE International Symposium on Information Theory, Toronto, Canada, 2008: 1612-1616.

[2] GROVER P, SAHAI A. Shannon meets tesla: Wireless information and power transfer[C]. IEEE International Symposium on Information Theory, Austin, TX, USA, 2010: 2363-2367.

[3] ZHANG R, HO C K. MIMO broadcasting for simultaneous wireless information and power transfer[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013, 12(5): 1989-2001.

[4] XU J, LIU L, ZHANG R. Multiuser MISO beamforming for simultaneous wireless information and power transfer [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2015, 62(18): 4798-4810.

[5] 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, 18(4): 600-603.

[6] SHI Q, PENG C, XU W. Energy efficiency optimization for MISO SWIPT systems [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016, 64 (4): 842-854.

[7] CHEN Z, XU P. The application of SWIPT to a cooperative full duplex network [C]. IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems, IEEE, 2015: 426-430.

[8] SHENG M, WANG L, WANG X. 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.

[9] LI Q, ZHANG Q, 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.

[10] TIMOTHEOU S, KRIKIDIS I, ZHENG G, et al. Beamforming for MISO interference channels with QoS and RF energy transfer [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(5): 2646-2658.

[11] LI B, RONG Y, SUN J, et al. A distributionally robust linear receiver design for multi-access space-time block coded MIMO systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(1): 464-474.

[12] WEN Z, LIU X, NORMAN C B. Joint source and relay beamforming design for full-duplex MIMO AF relay SWIPT systems [J]. IEEE Communications Letters, 2016, 20(2): 320-323.

[13] NAM Y H, NGB L, SAYANA K. Full-dimension MIMO (FD-MIMO) for next generation cellular technology [J]. IEEE Communications Magazine, 2013, 51(6): 172-179.

[14] ZHU G, ZHONG C. Wireless information and power transfer in relay systems with multiple antennas and interference [J]. IEEE Transactions on Communications, 2015, 63(4): 1400-1418.

[15] KRIKIDIS I. SWIPT in 3-D bipolar ad hoc networks with sectorized antennas [J]. IEEE Communications Letters, 2016, 20(6): 1267-1270.

[16] ZHU Y, ZHANG Q, YANG T. Low-complexity hybrid precoding with dynamic beam assignment in mm Wave OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(4): 3685-3689.

[17] LIU A, LAU V K N, ZHAO M J. Stochastic successive convex optimization for two-timescale hybrid precoding in massive MIMO [J]. IEEE Journal of Selected Topics

- in Signal Processing, 2018, 12(3): 432-444.
- [18] 唐静, 田波, 陈华君. 基于节点-链路评估模型的移动互联网数据传输稳定算法[J]. 电子测量与仪器学报, 2020, 34(10): 194-201.
- [19] 李烁, 马云飞, 谢谨. 基于 WIFI 入射信号到达角超分辨率估计的无源车速测量[J]. 仪器仪表学报, 2020, 41(10): 268-276.
- [20] 臧鹏. 无线通信中分集合并技术研究[J]. 国外电子测量技术, 2020, 39(6): 65-69.
- [21] 孙伟, 李鹏宇, 杨建平, 等. 配电泛在物联网无线通信链路可靠性的置信区间预测[J]. 电子测量与仪器学报, 2020, 34(6): 32-40.
- [22] 徐俊超, 林阳, 孙苗, 等. 一种速率自适应的无线通信协议[J]. 电子测量技术, 2020, 43(9): 1-7.

作者简介

吴慧明, 工学硕士, 副教授, 主要研究方向为无线通信、自动控制等。

E-mail: prcqas@szpt.edu.cn

王海涛(通信作者), 工学博士, 主要研究方向为无线通信、机械工程等。

E-mail: wanghaitao@szpt.edu.cn

鲍丹阳, 工学博士, 主要研究方向为电气工程、自动控制等。

E-mail: baodanyang@szpt.edu.cn