

一种基于无线供能的物联网双向传输方案

陶迅洲¹ 陈东华¹ 邵凯¹

TAO Xunzhou CHEN Donghua SHAO Kai

摘要

针对物联网 (IoT) 终端节点能量受限以及双向通信上下行服务质量 (QoS) 不对称的问题, 在功分 (PS) 和时分 (TS) 两种通信协议的基础上, 提出了一种基于无线供能的时变时分双工 (TDD) 传输方案。方案以最小化系统功率为目标, 每个节点都在双向通信速率和能量采集的约束下提高了系统传输效率。为了求解优化问题, 采用半定松弛 (SDP) 和一阶泰勒近似将原始非凸问题转化为凸问题, 进而通过连续凸逼近 (SCA) 迭代算法获得优化问题最优解。仿真表明, 所提出的传输方案不仅在物理上可行, 而且相对于固定分配传输时间的方案, 有效地降低了系统的发射功耗。

关键词

能量采集; 时分多址; 波束形成; 双向通信; 凸优化

doi: 10.3969/j.issn.1672-9528.2024.05.027

0 引言

随着无线通信技术研究和传感技术研究的深入, 大规模物联网 (internet of things, IoT) 应用发展迅猛^[1-2]。在实际应用中, 物联网终端设备 (例如传感器节点) 通常工作在隐蔽角落甚至环境恶劣的场景, 这给终端设备的能源供应带来了严峻挑战。为了实现终端设备能量自持续 (energy self-sustainability, ESS) 通信, 可以在物联网终端增加能量采集 (energy harvesting, EH) 功能^[3-5], 使其可以从太阳能、风能或环境射频 (radio frequency, RF) 等环境资源中进行充电, 从而减少对传统电源供应的依赖, 并减轻设备维护的工作负担。

目前, 对于 EH 策略, 主要有两种工作协议, 即同时信息能量转移 (simultaneous wireless information and power transfer, SWIPT) 和采集后传输 (harvest-then-transmit, HTT)^[6-7]。SWIPT 通过在 IoT 终端设备安装功分 (power splitting, PS) 能量采集结构, 实现信息和能量的同时传输; 而 HTT 则采用两阶段时分 (time splitting, TS) 方式, 将能量和信息在不同的时隙里进行传输。从信息传输的角度来看, 前者属于下行信息传输, 适用于对终端设备的控制或发送指令的应用; 后者属于上行信息传输, 适用于信息的感知和采集场景。

在交互式应用场景, 需要上下行信息的双向传输, 当前的能量自持续物联网 (ESS-IoT) 通信系统大多属于上行信

息传输或下行信息传输^[8-9], 对于双向信息交互应用的研究非常有限, 且有关 IoT 双向信息交互的研究多局限于中继辅助的传输系统。不仅如此, 能量自持续也仅针对辅助中继^[10-11], 例如文献 [10] 研究了中继辅助的接入点 (access point, AP) 和 IoT 终端之间的双向信息传输, 通过采用 Karush-Kuhn-Tucker (KKT) 条件使系统能源效率最大化。文献 [11] 研究了中继辅助 IoT 终端设备之间的双向信息传输, 通过粒子群算法, 在满足服务质量 (QoS)、子通道分配和最大实际功率约束的条件下, 实现了传输速率和能量效率的显著提升。然而, 上述双向通信仅考虑了上下行传输时间相等的情况。但在 IoT 网络中, 由于上行 (UL) 和下行 (DL) 的流量水平可能具有不对称性^[12], 若采用等长传输时间的时分双工 (TDD), 则无法满足非对称流量的需求。因此, 研究上下行非等长传输时间更符合实际需求。

基于以上分析, 针对 IoT 双向通信网络终端节点能量受限以及上下行 QoS 不对称的问题, 本文在 PS 和 TS 两种传输结构的基础上, 提出了一种基于无线供能的时变 TDD 优化传输方案。在系统设计方面, 以每个节点双向通信速率和能量采集为约束, 通过联合优化上下行传输时间分配、波束赋形矢量以及功率因子, 实现系统分配功率最小化的目标。为了求解优化问题, 采用半定松弛和一阶泰勒近似将原始非凸问题转化为凸问题, 进而通过 SCA 迭代算法获得优化问题最优解。

1 问题建模

ESS-IoT 双向通信系统包含一个 AP, M 个信息传输终端节点 (information IoT device, IIoD), N 个能量采集终端节

1. 淮北师范大学物理与电子信息学院 安徽淮北 235000

[基金项目] 安徽省高校自然科学研究重点项目“面向蜂窝协同无线网络的能量采集通信研究”(2023AH050325)

点 (energy IoT device, EIoD)。其中, 信息节点以及能量节点均具备能量采集结构, 信息节点采用功率分割模式, 能量节点采用时隙切换模式, AP 的收发天线均为 N_t , 所有节点 (IoDs) 均为单天线配置, 假设 AP 完全已知信道状态信息。点均具备能量采集结构, 信息节点采用功率分割模式, 能量节点采用时隙切换模式, AP 的收发天线均为 N_t , 所有节点 (IoDs) 均为单天线配置, 假设 AP 完全已知信道状态信息。

为实现双向信息传输, 考虑如图 1 所示两阶段传输协议。把整个传输时隙分为 DL 和 UL 两个阶段, 时间占比分别为 τ 和 $1-\tau$, 其中 $0 \leq \tau \leq 1$ 。DL 阶段, AP 一方面实现对 IIoD 的信息能量同时传输, 另一方面实现对 EIoD 的能量传输; UL 阶段, 所有 IoDs 利用前一阶段采集的能量向 AP 发送信息。



图 1 系统传输时间协议

在 DL 阶段, 第 m 个信息节点 IIoD $_m$ ($m \in M$) 和第 n 个能量节点 EIoD $_n$ ($n \in N$) 的接收信号分别由下式给出:

$$y_{DL,m} = \mathbf{h}_m^H \mathbf{w}_{DL,m} x_{DL,m} + \mathbf{h}_m^H \sum_{i=1}^M \mathbf{w}_{DL,i} x_{DL,i} + \mathbf{h}_m^H \sum_{n=1}^N \mathbf{v}_{DE,n} z_{DE,n} + n_{DL,m} \quad (1)$$

$$y_{DE,n} = \mathbf{g}_n^H \sum_{m=1}^M \mathbf{v}_{DE,m} z_{DE,m} + \mathbf{g}_n^H \sum_{m=1}^M \mathbf{w}_{DL,m} x_{DL,m} + n_{DE,n} \quad (2)$$

式中: $\mathbf{h}_m$ 和 $\mathbf{g}_n$ 分别为 AP 到 IIoD $_m$ 和 EIoD $_n$ 的信道响应矢量; $x_{DL,m}$ 和 $z_{DE,n}$ 分别为 AP 发向 IIoD $_m$ 和 EIoD $_n$ 的数据和能量信号, 且满足 $E\{x_{DL,m} x_{DL,m}^H\} = 1$, $E\{z_{DE,n} z_{DE,n}^H\} = 1$; 定义 $\mathbf{w}_{DL,m}$ 为 IIoD $_m$ 的信息波束赋形矢量, $\mathbf{v}_{DE,n}$ 为 EIoD $_n$ 发送的能量波束赋形矢量; $n_{DL,m}$ 和 $n_{DE,n}$ 表示方差均为 σ_1^2 的零均值加性高斯白噪声。式 (1) 中第二项表示多用户干扰 (multi-user interference, MUI)。

基于图 2 所示 PS 协议, IIoD $_m$ 将接收信号分割为信息信号和能量信号。

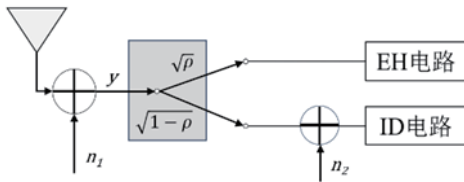


图 2 IIoD PS 接收机结构

$$y_{DL,mT} = \sqrt{\rho_m} y_{DL,m} + n_{Tm} \quad (3)$$

$$y_{DL,mFH} = \sqrt{1-\rho_m} y_{DL,m} \quad (4)$$

式中: $0 < \rho_m < 1$ 为功率分配因子, n_{Tm} 是射频转换基带过程引入的零均值加性高斯白噪声, 方差为 σ_2^2 。

由式 (1) ~ 式 (4), 得到 IIoD $_m$ 接收信干噪比为:

$$SINR_{DL,m} = \frac{\rho_m |\mathbf{h}_m^H \mathbf{w}_{DL,m}|^2}{\rho_m \left(\sum_{i=1}^M |\mathbf{h}_m^H \mathbf{w}_{DL,i}|^2 + \sum_{n=1}^N |\mathbf{h}_m^H \mathbf{v}_{DE,n}|^2 + \sigma_1^2 \right) + \sigma_2^2} \quad (5)$$

IIoD $_m$ 的传输速率以及 IIoD $_m$ 、EIoD $_n$ 收集到的能量分别为:

$$R_{DL,m} = \tau \log_2 (1 + SINR_{DL,m}) \quad (6)$$

$$E_{DL,m} = \tau \varphi_m (1 - \rho_m) \left(\sum_{j=1}^M |\mathbf{h}_m^H \mathbf{w}_{DL,j}|^2 + \sum_{n=1}^N |\mathbf{h}_m^H \mathbf{v}_{DE,n}|^2 \right) \quad (7)$$

$$E_{DE,n} = \tau \varphi_n \left(\sum_{k=1}^N |\mathbf{g}_n^H \mathbf{v}_{DE,k}|^2 + \sum_{m=1}^M |\mathbf{g}_n^H \mathbf{w}_{DL,m}|^2 \right) \quad (8)$$

式中: φ_m 和 φ_n 是能量采集有效性因子。

UL 阶段, 定义 P_m ($m \in M$)、 Q_n ($n \in N$) 分别为信息节点 IIoD $_m$ 和能量节点 EIoD $_n$ 的上行发射功率; $\mathbf{a}_m$ 、 $\mathbf{b}_n$ 分别为 IIoD $_m$ 、EIoD $_n$ 信息的接收波束赋形矢量。为了消除多用户干扰 (MUI), AP 采用迫零接收 (zero forcing, ZF) 技术, AP 接收到 IIoD $_m$ 、EIoD $_n$ 信号分别为:

$$y_{UL,m} = \mathbf{a}_m^H (\sqrt{P_m} \mathbf{h}_m r_{UL,m} + n_{UL,m}) \quad (9)$$

$$y_{UE,n} = \mathbf{b}_n^H (\sqrt{Q_n} \mathbf{g}_n s_{UE,n} + n_{UE,n}) \quad (10)$$

式中: $r_{UL,m}$ 和 $s_{UE,n}$ 分别为 IIoD $_m$ 、EIoD $_n$ 向 AP 发送的信号, 且满足 $E\{r_{UL,m} r_{UL,m}^H\} = 1$, $E\{s_{UE,n} s_{UE,n}^H\} = 1$; $n_{m,A}$ 、 $n_{n,A}$ 表示方差均为 σ_{AP}^2 的零均值加性高斯白噪声。ZF 接收矢量 $\mathbf{a}_m$ 、 $\mathbf{b}_n$ 为:

$$\mathbf{a}_m = \mathbf{h}_m (\mathbf{h}_m^H \mathbf{h}_m)^{-1} \quad (11)$$

$$\mathbf{b}_n = \mathbf{g}_n (\mathbf{g}_n^H \mathbf{g}_n)^{-1} \quad (12)$$

由式 (9) 和式 (10) 得到 IIoD $_m$ 和 EIoD $_n$ 的上行信噪比分别为:

$$SNR_{UL,m} \triangleq \frac{P_m}{\sigma_{AP}^2 A_m} \quad (13)$$

$$SNR_{UE,n} \triangleq \frac{Q_n}{\sigma_{AP}^2 B_n} \quad (14)$$

式中: $A_m = [(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1}]_{m,m} > 0$, $B_n = [(\mathbf{G}^H \mathbf{G})^{-1}]_{n,n} > 0$ 。

对应的传输速率分别为:

$$R_{UL,m} = (1 - \tau) \log_2 (1 + SNR_{UL,m}) \quad (15)$$

$$R_{UE,n} = (1 - \tau) \log_2 (1 + SNR_{UE,n}) \quad (16)$$

由式 (1) 和式 (2) 得出, 系统的总功耗为:

$$P_S = \tau \left(\sum_{m=1}^M \|\mathbf{w}_{DL,m}\|^2 + \sum_{n=1}^N \|\mathbf{v}_{DE,n}\|^2 \right) \quad (17)$$

为了系统设计, 以系统功率最小化为目标, 以每节点上行通信速率和能量采集、利用为约束, 构造优化模型 P1:

$$\min_{\{\mathbf{w}_{DL,m}\}_{m=1}^M, \{\mathbf{v}_{DE,n}\}_{n=1}^N, \rho_m, P_m, Q_n, \tau} P_S \quad (18)$$

$$\text{s.t. } R_{DL,m} \geq \bar{R}_D \quad (19)$$

$$E_{DL,m} \geq P_m (1 - \tau) \quad (20)$$

$$E_{DE,n} \geq Q_n (1 - \tau) \quad (21)$$

$$R_{UL,m} \geq \bar{R}_{U,m} \quad (22)$$

$$R_{UE,n} \geq \bar{R}_{U,n} \quad (23)$$

$$0 \leq \tau \leq 1 \quad (24)$$

$$0 \leq \rho_m \leq 1 \quad (25)$$

$$m \in M, n \in N \quad (26)$$

式中: $\bar{R}_D$ 、 $\bar{R}_{U,m}$ 、 $\bar{R}_{U,n}$ 分别为满足 IIoD_m 下行、上行以及 EIoD_n 上行通信所需的最低传输速率; 约束 (20) 和 (21) 用于确保 IIoD_m、EIoD_n 所采集到的能量能够满足 UL 通信所需的功率要求。参数 $\{\mathbf{w}_{DL,m}, \mathbf{v}_{DE,n}, \rho_m, P_m, Q_n, \tau\}_{m \in M, n \in N}$ 为系统优化变量。优化问题中, 优化变量之间的耦合导致 P1 的非凸性, 给问题求解带来了困难。

2 问题求解和变换

为了得到问题 P1 的有效数值解, 首先通过半定松弛将问题 P1 转换为半定规划^[13], 定义半正定矩阵 $\mathbf{W}_{DL,m} \triangleq \mathbf{w}_{DL,m} \mathbf{w}_{DL,m}^H$ 以及 $\mathbf{V}_{DE,n} \triangleq \mathbf{v}_{DE,n} \mathbf{v}_{DE,n}^H$, 则问题 P1 转换为问题 P2:

$$\min_{\{\{\mathbf{w}_{DL,m}\}_{m=1}^M, \{\mathbf{v}_{DE,n}\}_{n=1}^N, \rho_m, P_m, Q_n, \tau\}} \tau \left(\sum_{m=1}^M \text{Tr}(\mathbf{W}_{DL,m}) + \sum_{n=1}^N \text{Tr}(\mathbf{V}_{DE,n}) \right) \quad (27)$$

$$\text{s.t.} \quad \frac{\text{Tr}(\mathbf{H}_m \mathbf{W}_{DL,m})}{\sum_{j=1}^M \text{Tr}(\mathbf{H}_m \mathbf{W}_{DL,j}) + \sum_{n=1}^N \text{Tr}(\mathbf{H}_m \mathbf{V}_{DE,n}) + \sigma_1^2 + \frac{1}{\rho_m} \sigma_2^2} \geq 2^{\frac{\bar{R}_D}{\tau}} - 1 \quad (28)$$

$$\tau \rho_m (1 - \rho_m) \left(\sum_{j=1}^M \text{Tr}(\mathbf{H}_m \mathbf{W}_{DL,j}) + \sum_{n=1}^N \text{Tr}(\mathbf{H}_m \mathbf{V}_{DE,n}) \right) \geq P_m (1 - \tau) \quad (29)$$

$$\tau \rho_n \left(\sum_{k=1}^N \text{Tr}(\mathbf{G}_n \mathbf{V}_{DE,k}) + \sum_{m=1}^M \text{Tr}(\mathbf{G}_n \mathbf{W}_{DL,m}) \right) \geq Q_n (1 - \tau) \quad (30)$$

$$P_m \geq (2^{\frac{R_{U,m}}{(1-\tau)}} - 1) \sigma_{AP}^2 A_m \quad (31)$$

$$Q_n \geq (2^{\frac{R_{U,n}}{(1-\tau)}} - 1) \sigma_{AP}^2 B_n \quad (32)$$

$$14(f) - 14(g) \quad (33)$$

$$W_m \geq 0 \quad (34)$$

$$V_n \geq 0 \quad (35)$$

$$R(\mathbf{W}_{DL,m}) = 1 \quad (36)$$

$$R(\mathbf{V}_{DE,n}) = 1 \quad (37)$$

$$m \in M, n \in N \quad (38)$$

式中: $\text{Tr}(\cdot)$ 为矩阵的迹, $\mathbf{H}_m = \mathbf{h}_m \mathbf{h}_m^H$ 以及 $\mathbf{G}_n = \mathbf{g}_n \mathbf{g}_n^H$ 。秩 1 约束为非凸约束。此外, 优化变量 $\mathbf{W}_{DL,m}$ 、 $\mathbf{V}_{DE,n}$ 、 ρ_m 、 P_m 、 Q_n 以及 τ 的耦合使目标函数以及约束式 (28)、(29) 以及 (30) 均为非凸的。为了解决问题 P2 中的非凸性, 采用一阶泰勒近似将其转换为凸问题^[14,15]。定义非负辅助变量

p 、 x 、 $\{c_m, d_m, r_m, q_n\}_{m \in M, n \in N}$, 并引入如下松弛约束:

$$\frac{p^2}{\tau} \geq \sum_{m=1}^M \text{Tr}(\mathbf{W}_{DL,m}) + \sum_{n=1}^N \text{Tr}(\mathbf{V}_{DE,n}) \quad (39)$$

$$\frac{c_m^2}{d_m} \geq 2^{\frac{\bar{R}_D}{\tau}} - 1 \quad (40)$$

$$r_m \geq \frac{1}{\rho_m} \quad (41)$$

$$\text{Tr}(\mathbf{H}_m \mathbf{W}_{DL,m}) \geq c_m^2 \quad (42)$$

$$d_m \geq \sum_{i=1}^M \text{Tr}(\mathbf{H}_m \mathbf{W}_{DL,i}) + \sum_{n=1}^N \text{Tr}(\mathbf{H}_m \mathbf{V}_{DE,n}) + \sigma_1^2 + r_m \sigma_2^2 \quad (43)$$

$$\rho_m \sum_{j=1}^M \left(\text{Tr}(\mathbf{H}_m \mathbf{W}_{DL,j}) + \sum_{n=1}^N \text{Tr}(\mathbf{H}_m \mathbf{V}_{DE,n}) \right) \geq \frac{x_m^2}{(1 - \rho_m)} \quad (44)$$

$$\frac{x^2}{P_m} \geq \frac{1}{\tau} - 1 \quad (45)$$

$$\rho_n \sum_{k=1}^N \text{Tr}(\mathbf{G}_n \mathbf{V}_{DE,k}) + \sum_{m=1}^M \text{Tr}(\mathbf{G}_n \mathbf{W}_{DL,m}) \geq \frac{q_n^2}{\tau} - Q_n \quad (46)$$

$$q_n^2 \geq Q_n \quad (47)$$

通过变换, 目标函数变为 p^2 , 非凸问题转换为问题 P3:

$$\min_{\{\{\mathbf{W}_{DL,m}\}_{m=1}^M, \{\mathbf{V}_{DE,n}\}_{n=1}^N, \rho_m, P_m, Q_n, \tau, p, c_m, d_m, x, q_n\}} p^2 \quad (48)$$

$$\text{s.t.} \quad (31) \sim (35), (39) \sim (47) \quad (49)$$

$$m \in M, n \in N \quad (50)$$

约束 (39)、(40)、(45)、(47) 两边均为凸函数, 其他约束为凸约束, 因此问题 P3 为 DC (difference of convex/concave, DC) 规划^[16]。通过一阶泰勒近似, 将非凸约束式 (39)、(40)、(45) 和 (47) 转换为下列凸约束:

$$\frac{2\bar{p}}{\tau} p - \frac{\bar{p}^2}{\tau^2} \tau \geq \sum_{m=1}^M \text{Tr}(\mathbf{W}_{DL,m}) + \sum_{n=1}^N \text{Tr}(\mathbf{V}_{DE,n}) \quad (51)$$

$$\frac{2\bar{c}_m}{d_m} c_m - \frac{\bar{c}_m^2}{d_m^2} d_m \geq 2^{\frac{\bar{R}_D}{\tau}} - 1 \quad (52)$$

$$\frac{2\bar{x}}{P_m} x - \frac{\bar{x}^2}{P_m^2} P_m \geq \frac{1}{\tau} - 1 \quad (53)$$

$$2\bar{q}_n q_n - \bar{q}_n^2 \geq Q_n \quad (54)$$

式中: $\bar{p}$ 、 $\bar{c}_m$ 、 $\bar{x}$ 、 $\bar{P}_m$ 、 $\bar{\tau}$ 以及 $\bar{q}_n$ 是对应函数的一阶泰勒点。

基于上述变换, 非凸优化问题 P1 变换为凸优化问题 P4:

$$\min_{\{\{\mathbf{W}_{DL,m}\}_{m=1}^M, \{\mathbf{V}_{DE,n}\}_{n=1}^N, \rho_m, P_m, Q_n, \tau, p, c_m, d_m, x, q_n\}} p^2 \quad (55)$$

$$\text{s.t.} \quad (31) \sim (35) \quad (41) \sim (44) \quad (46) \quad (51) \sim (54) \quad (56)$$

$$m \in M, n \in N \quad (57)$$

重构的凸优化问题 P4, 可以通过内点法或者 CVX 软件来进行求解^[17], 得到半正定矩阵 $\mathbf{W}_{DL,m}$ 以及 $\mathbf{V}_{DE,n}$, 然后通过奇异值分解求得波束矢量 $\mathbf{w}_{DL,m}$ 和 $\mathbf{v}_{DE,n}$ 。问题的优化解是通过一组变量 $\{\bar{p}, \bar{c}_m, \bar{x}, \bar{P}_m, \bar{\tau}, \bar{q}_n\}$ 的迭代更新进行的, 完整的迭代过程如算法 1 所示。

算法 1 问题 P4 的 SCA 迭代算法

- 1: 初始化变量 $\{\bar{p}, \bar{c}_m, \bar{x}, \bar{P}_m, \bar{\tau}, \bar{q}_n\}$, 设置 $i = 0$ 以及最大迭代次数 I ;
- 2: 求解问题 P4, 得到优化变量 $\{p, c_m, x, P_m, \tau, q_n\}$;
- 3: 根据步骤 2 求得的解, 更新变量 $\{\bar{p}, \bar{c}_m, \bar{x}, \bar{P}_m, \bar{\tau}, \bar{q}_n\}$;
- 4: 若凸近似收敛或者满足条件 $i = I$, 转至步骤 5, 否则 $i = i + 1$ 并返回步骤 2;

5: 分解 $\{\mathbf{W}_{\text{DL},m}\}_{m=1}^M$ 和 $\{\mathbf{V}_{\text{DE},n}\}_{n=1}^N$ 得到波束矢量 $\{\mathbf{w}_{\text{DL},m}\}_{m=1}^M$ 以及 $\{\mathbf{v}_{\text{DE},n}\}_{n=1}^N$ 。

算法1复杂度: 对于具有 L 个优化变量的算法, 其连续凸近似迭代次数的复杂度为 $O(L^{3.5})$ [18]。在问题 P4 中, 优化变量的集合为 $\{\mathbf{W}_{\text{DL},m}, \mathbf{V}_{\text{DE},n}, \rho_m, P_m, Q_n, \tau, p, c_m, d_m, r_m, x, q_n\}$, 共有 $6M+3N+3$ 个变量, 因此算法的总复杂度为 $O((6M+3N+3)^{3.5})$ 。

3 仿真分析

系统仿真参数: AP 位于圆心, 终端节点均匀分布在半径为 10 m 的圆形区域内, $M=3, N=3, N_f=10$ 。信道增益包含大尺度衰落与小尺度衰落 [19], 其中大尺度衰落信道增益为 $\left(\frac{d}{d_0}\right)^{-\alpha}$, d 为传输距离, $d_0=1$ m 为参考距离, $\alpha=2.2$ 为路径损耗因子, 而小尺度衰落服从瑞利分布。除非特别说明, 能量采集有效性因子 $\varphi_m = \varphi_n = 0.5$, 噪声功率 $\sigma_1^2 = \sigma_2^2 = \sigma_{\text{AP}}^2 = 10^{-6}$ W, $\bar{R}_U = \bar{R}_{U,m} = \bar{R}_{U,n}$ 。

为了考察迭代算法的收敛性能, 考虑三种传输速率组合, 分别是 $(\bar{R}_D, \bar{R}_U) = (1,3)$ 、 $(\bar{R}_D, \bar{R}_U) = (2,2)$ 、 $(\bar{R}_D, \bar{R}_U) = (3,1)$, 传输速率以 $\text{bits} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 为单位。图 3 给出了系统发射功率的收敛曲线, 图 4 给出了 DL 阶段系统传输时间分配比例的收敛曲线。通过对图 3 和图 4 的仿真观察, 可以得出以下结论: 系统发射功率和时间分配比例都可以在经历几轮迭代后快速收敛, 并且能够保持稳定不变。

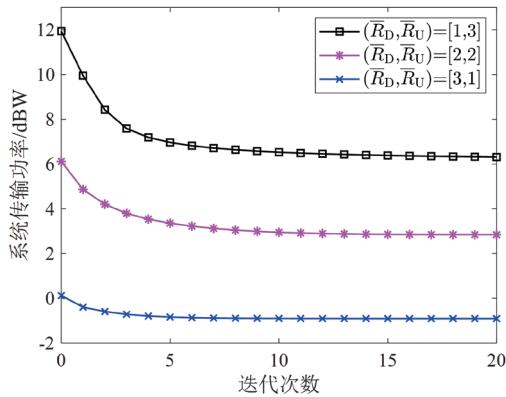


图3 系统发射功率的收敛性

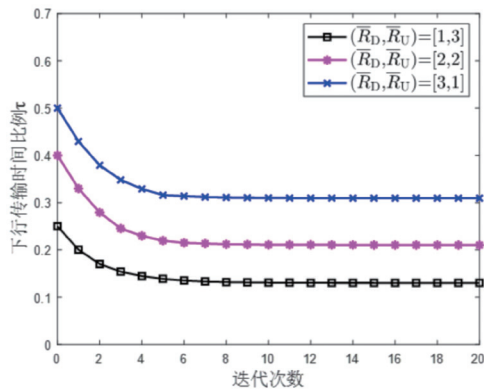


图4 DL 传输时间的收敛性

图 3 结果显示, 根据不同的上下行传输速率要求组合, 系统会动态调整发射功率。例如, 当 $(\bar{R}_D, \bar{R}_U) = (1,3)$ 时, 系统发射功率为 6.31 dBW; 而当 $(\bar{R}_D, \bar{R}_U) = (3,1)$ 下时, 系统发射功率为 -0.91 dBW。图 4 显示, 在不同的 $\bar{R}_D$ 和 $\bar{R}_U$ 组合下, DL 时间和 UL 时间的分配比例系统动态调整时间分配。例如, 当 $(\bar{R}_D, \bar{R}_U) = (3,1)$ 时, DL 时间占比约为 31%, 而 UL 时间占比约为 69%; 而当 $(\bar{R}_D, \bar{R}_U) = (2,2)$ 时, DL 时间占比约为 20%, UL 时间占比约为 80%; 最后, 当 $(\bar{R}_D, \bar{R}_U) = (1,3)$ 下时, DL 时间占比约为 13%, 而 UL 时间占比约为 87%。该现象主要源于 DL 与 UL 传输流量的非对称性。首先, 在 UL 阶段, 两类节点均参与信息传输, 而在 DL 阶段, 仅有信息节点参与。其次, 由于上行传输阶段各终端节点所消耗的能量均来自下行传输阶段收集的能量, 并且在能量转换过程中存在一定损耗。因此, 上行传输速率需求的提高对系统功率和时间分配的影响更为显著, 这意味着不同的上下行传输速率需求会引起系统动态调整投入的资源, 以满足这些不同的需求。

从图 5 的分析结果来看, 上行传输速率要求相对于下行传输速率要求对上下行时间分配比例的影响更为明显。例如, 固定上行传输速率要求 $\bar{R}_U$ 为 1 $\text{bits} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$ 后, 改变不同的下行传输速率要求, 观察其对系统上下行传输时间分配比例的影响。可以发现, 随着下行传输速率要求的增加, 下行传输时间比例的增长也越加明显。然而, 当下行传输速率要求达到上行传输速率要求的 5 倍时, 下行和上行的传输时间才达到平衡。主要是因为 UL 的功率来自 AP 的天线能量。

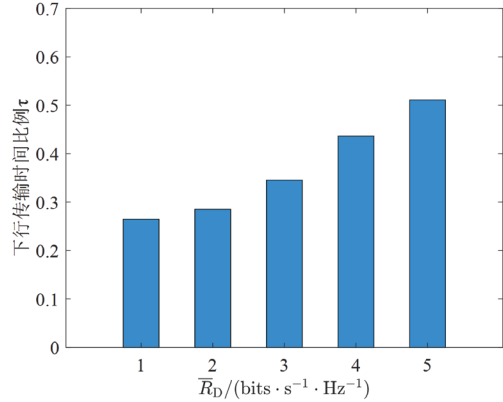


图5 不同下行传输速率下 DL 传输时间的仿真结果

图 6 给出了在 DL 和 UL 具有相同通信速率水平的情况下, 不同数量的信息节点和能量节点对系统发射功率的影响, 即 $\bar{R}_I = \bar{R}_D = \bar{R}_U$ 。可以发现, 尽管信息节点和能量节点的总数量都为 4, 但是增加信息节点的数量相较于增加能量节点的数量对系统功率的增加产生了更为显著的影响。例如, 在 $M=3, N=1$ 的情况下, 随着传输速率 $\bar{R}_I$ 的提高, 系统发射功率始终高于 $M=1, N=3$ 和 $M=2, N=2$ 这两种情况。这是因为信息节点在 DL 采集的系统发射功率不仅用于 UL 的

信息传输,还用于解码 DL 传输的信息。因此,信息节点数量的增加会给系统带来更高的功耗。

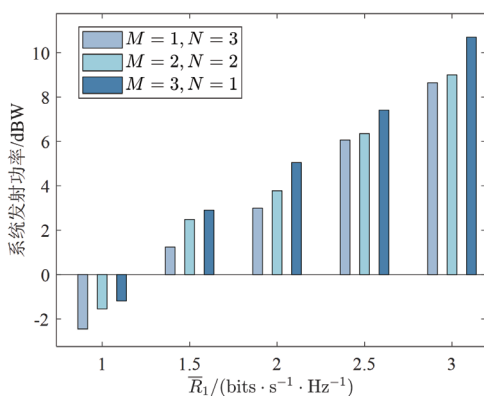


图6 两类不同数量节点下系统发射功率的仿真结果

为了评估所提算法的性能,最后比较研究功率时间联合分配与固定时间分配比例的功率分配两种方法。对于固定时间分配比例的功率分配,将总体传输时间在下行阶段和上行阶段上均分,即定义 $\tau=0.5$ 。图7给出了两种资源分配方法在下行阶段和上行阶段相同通信速率水平下的系统功耗性能。图7的仿真表明,联合方法与固定时间分配比例的功率分配方法相比,大大降低了系统功耗。同时,随着传输速率要求的提高,降低系统功耗的效果变得更加明显。这是因为联合方法能够更灵活地根据系统实时需求动态分配功率和时间,从而更有效地利用系统资源。

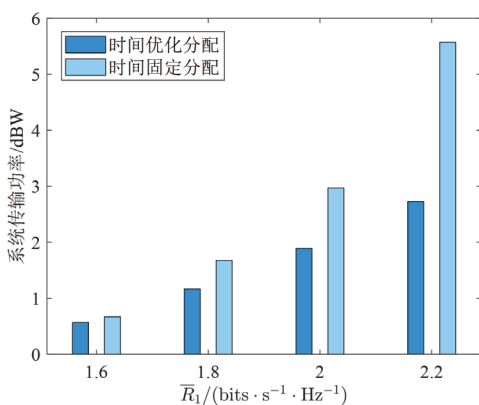


图7 固定时间分配下联合功率分配和联合时间和功率分配的性能比较

4 结语

针对物联网双向传输中不对称的 QoS 要求和终端节点能量受限的问题,本文提出了一种结合时变 TDD 和无线供能的优化传输方案。方案以最小化系统功率为优化目标,在每节点双向通信速率和能量采集的约束下,通过联合优化上下行传输时间分配、波束赋形矢量以及功率因子,实现了能量的高效转移,提高了系统的发射功率效率。通过半定松弛及 SCA 迭代算法求解原非凸优化问题。仿真结果和分析证明了

系统设计的正确性及迭代算法的良好收敛特性,相较于时间固定分配的功率分配方案,本文所提出的联合资源分配方案能够有效地降低系统功耗。

参考文献:

- [1] 张平,牛凯,田辉,等. 6G 移动通信技术展望[J]. 通信学报, 2019, 40(1): 141-148.
- [2] MA D, LAN G, HASSAN M, et al. Sensing, computing, and communications for energy harvesting IoTs: a survey[J]. IEEE communications surveys & tutorials, 2019, 22(2): 1222-1250.
- [3] CHOI K W, HWANG S I, AZIZ A A, et al. Simultaneous wireless information and power transfer (SWIPT) for internet of things: novel receiver design and experimental validation[J]. IEEE internet of things journal, 2020, 7(4): 2996-3012.
- [4] BENKHELIFA F, ELSAWY H, MCCANN J A, et al. Recycling cellular energy for self-sustainable IoT networks: a spatiotemporal study[J]. IEEE transactions on wireless communications, 2020, 19(4): 2699-2712.
- [5] 毕杰,覃锡忠,贾振红,等. 无线 EH 认知物联网网络资源分配研究[J]. 激光杂志, 2021, 42(1): 159-165.
- [6] GUO S, ZHOU X, ZHOU X. Energy-efficient resource allocation in SWIPT cooperative wireless networks[J]. IEEE systems journal, 2020, 14(3): 4131-4142.
- [7] CHEN J, ZHANG L, LIANG Y C, et al. Resource allocation for wireless-powered IoT networks with short packet communication[J]. IEEE transactions on wireless communications, 2019, 18(2): 1447-1461.
- [8] WU H, TIAN H, FAN S, et al. Data age aware scheduling for wireless powered mobile-edge computing in industrial internet of things[J]. IEEE transactions on industrial informatics, 2020, 17(1): 398-408.
- [9] WANG J, KANG X, SUN S, et al. Throughput maximization for peer-assisted wireless powered IoT NOMA networks[J]. IEEE transactions on wireless communications, 2020, 19(8): 5278-5291.
- [10] SHUKLA M K, NGUYEN H H, PANDEY O J. Multiuser full-duplex IoT networks with wireless-powered relaying: Performance analysis and energy efficiency optimization[J]. IEEE transactions on green communications and networking, 2020, 4(4): 982-997.
- [11] SALIM M M, WANG D, ELSAYED H A E A, et al. Joint optimization of energy-harvesting-powered two-way relaying D2D communication for IoT: a rate-energy efficiency

- tradeoff[J].IEEE internet of things journal, 2020, 7(12): 11735-11752.
- [12]LONG Y, CHEN Z. Interference-cancelled asymmetric traffic cellular networks: dynamic TDD meets massive MIMO[J]. IEEE transactions on vehicular technology, 2018, 67: 9785-9800.
- [13]LUO Z Q, MA W K, SO A M C, et al. Semidefinite relaxation of quadratic optimization problems[J].IEEE signal processing magazine, 2010, 27(3): 20-34.
- [14]CHEN D H, HE Y C, LIN X, et al. Both worst-case and chance-constrained robust secure SWIPT in MISO interference channels[J].IEEE transactions on information forensics and security,2018, 13(2):306-317.
- [15] LI W C, CHANG T H, LIN C, et al. Coordinated beamforming for multiuser MISO interference channel under rate outage constraints[J].IEEE transactions on signal processing, 2012, 61(5): 1087-1103.
- [16]CHEN D H, JIANG E H. Joint power and time allocation in hybrid NoMA/OMA IoT networks for two-way communications[J]. Entropy, 2022, 24(12): 1756.
- [17]GRANT M.CVX: MATLAB software for disciplined convex programming[EB/OL].(2020-01-02)[2024-02-23].<http://cvxr.com/cvx>.
- [18]CHEN D H, HE Y C. Cellular network enabled energy-harvesting secure communications for full-duplex D2D links[J]. IEEE systems journal ,2023,17(1) :383-394.
- [19]LV T J, YANG S S, GAO H.Semi-blind channel estimation relying on optimum pilots designed for multi-cell large-scale MIMO systems[J].IEEE access,2016,4,1190-1204 .

【作者简介】

陶迅洲（1997—），男，安徽合肥人，硕士研究生，研究方向：无线通信。

陈东华（1977—），通信作者(email:dhchen0@163.com)，男，安徽濉溪人，博士，副教授，研究方向：宽带无线通信。

邵凯（1998—），男，辽宁沈阳人，硕士研究生，研究方向：无线通信。

（收稿日期：2024-02-27）

（上接第 122 页）

- [5]WANG Z, HU S, SONG H.Channel selection method for EEG emotion recognition using normalized mutual information[J]. IEEE access,2019,7:143303-143311.
- [6]XU L, MARIA E, VISAR B.Unsupervised EEG channel selection based on nonnegative matrix factorization[J]. Biomedical signal processing and control,2022,76:103700.
- [7]TOPIC A, RUSSO M, STELLA M, et al.Emotion recognition using a reduced set of EEG channels based on holographic feature maps[J].Sensors,2022(9):3248.
- [8]NAJWA K, RAHMA F, RAJA F, et al.Alimi,EEG channel selection-based binary particle swarm optimization with recurrent convolutional autoencoder for emotion recognition[J].Biomedical signal processing and control, 2023, 84: 104783.
- [9]GANNOUNI S, ALEDAILY A N, BELWAFI K, et al.Emotion detection using electroencephalography signals and a zero-time windowing-based epoch estimation and relevant electrode identification[J]. Scientific reports,2021,11:7071.
- [10]赵杰,靳亚娟,张志明,等.融合多特征脑电评估孤独症儿童[J].中国生物医学工程学报,2021,40(5):550-558.
- [11]KANG J, HAN X, SONG J, et al. The identification of children with autism spectrum disorder by SVM approach on EEG and eye-tracking data[J]. Computers in biology and medicine, 2020, 120: 103722.
- [12]ESTATE M S, MOHAMED S, AYMAN S, et al. Event-related potentials and gamma oscillations in EEG as functional diagnostic biomarkers and outcomes in autism spectrum disorder treatment research[M]//Neural Engineering Techniques for Autism Spectrum Disorder. New York:Academic Press, 2023: 297-319.
- [13]HADOUSH H, ALAFEEF M, ABDULHAY E. Brain complexity in children with mild and severe autism spectrum disorders: analysis of multiscale entropy in EEG[J].Brain topography, 2019,32:914-921.

【作者简介】

谢黎（1982—），女，湖北武汉人，硕士，副教授，研究方向：工业设计创新设计、情感计算与设计、设计思维等。

（收稿日期：2024-02-18）