面向集成数据与能量传输的正交时频空信号设计：多普勒频偏带来的优势

Jie Hu，IEEE高级会员；Ke Xu，IEEE学生会员；Luping Xiang，IEEE会员；Kun Yang，IEEE会士

arXiv:2302.01697v1 [eess.SP] 3 Feb 2023

摘要——集成数据与能量传输（IDET）是一项先进技术，可为大规模部署的低功耗电子消费组件实现能源可持续性。然而，现有采用正交频分复用（OFDM）波形的IDET研究面向静态场景，在高移动性场景中会受到破坏性多普勒偏移的严重影响。因此，我们提出了一种基于正交时频空（OTFS）波形的IDET系统，并采用非理想信道假设，使其能够抵消高移动性场景中的多普勒偏移。在发射机端，OTFS-IDET系统在时延-多普勒（DD）域中叠加随机数据信号和确定性能量信号，并对其幅度进行优化设计。接收机则在功率域中对接收信号进行最优分配，以实现最佳IDET性能。在构建非凸优化问题后，通过不等式松弛将其转化为几何规划（GP）问题，从而获得最优解。仿真结果表明，在高移动性场景中，采用我们提出的OTFS-IDET波形比采用传统OFDM-IDET波形能够收集更多能量。

索引词——集成数据与能量传输（IDET）、正交时频空（OTFS）、时延-多普勒信道、无线信息与能量同时传输（SWIPT）、无线能量传输（WPT）、能源可持续性。

I. 引言

IN 在即将到来的万物互联（IoE）时代，不可能通过有线方式为大规模部署的微型通信设备充电。为了维持通信设备的能源可持续性，一种前景广阔的解决方案由无线数据传输（WDT）和无线能量传输（WET）组成，其中接收机处的整流器将射频（RF）信号转换为直流电（DC），并将其存储在能量缓冲器中，或直接用于驱动电子负载。通过在时域或功率域分割接收信号，可以同时实现能量采集（EH）和数据接收。

过去几十年来，许多研究都探讨了实现集成数据与能量传输（IDET）的信号设计 [1]。例如，研究人员在多用户 IDET 系统中考虑了功率与子载波的联合分配 [2]。研究者提出了编码控制 [3] 和星座旋转辅助的 [4] IDET，以提升能量采集性能，同时确保数据传输速率。文献 [5] 研究了一种基于相移调制的实用 IDET 系统。此外，文献 [6] 还研究了适用于非线性和线性能量采集器的信号设计。

如上所述，现有的 IDET 信号设计几乎都基于经典的正交频分复用（OFDM）。此外，文献 [7] 已证明，在高移动性场景中，频偏会导致 OFDM-IDET 性能下降。因此，我们迫切需要一种能够抵御高移动性所引发频偏不利影响的 IDET 系统。值得庆幸的是，为解决多普勒效应引起的频偏问题，研究人员提出了在时频（TF）域之外、而是在时延-多普勒（DD）域中设计的正交时频空（OTFS）调制 [8]，。

然而，据我们所知，关于 OTFS-IDET 的研究在现有文献中仍是一片空白，这促使我们开展本文的工作。总而言之，我们的创新贡献如下：

- 本文提出了一种 OTFS-IDET 系统。发射机发送叠加随机数据信号和确定性能量信号，以构造最优的 IDET 波形；接收机则将接收信号分流，并同时进行能量采集（EH）和数据恢复。
- 考虑到不完美信道估计，我们联合优化发射机处数据信号和能量信号的幅度，以及接收机处的功率分割比，在满足数据速率要求的同时最大化采集能量。随后，通过采用不等式松弛，将原始非凸优化问题转化为几何规划（GP）问题。
- 仿真结果表明，在高移动性场景中，我们提出的 OTFS-IDET 相较于传统 OFDM-IDET 具有性能优势。

本文其余部分安排如下：第二节介绍系统模型，第三节随后介绍 OTFS-IDET 信号设计。第四节给出仿真结果，最后在第五节总结全文。

II. 系统模型

A. OTFS-IDET 发射机

如图 1 所示，我们研究一个由单对发射机和接收机构成的 OTFS-IDET系统。x_I 是一个 K ×L

Jie Hu任职于长三角研究院（湖州）以及电子科技大学信息与通信工程学院，地址：中国湖州，邮编313001。Kun Yang任职于埃塞克斯大学计算机科学与电子工程学院（CSEE），地址：英国埃塞克斯CO4 3SQ。所有作者同时任职于电子科技大学信息与通信工程学院，地址：中国成都611731，电子邮箱：hujie@uestc.edu.cn、202121010634@std.uestc.edu.cn、luping.xiang@uestc.edu.cn、kyang@ieee.org。（通讯作者：Luping Xiang。）

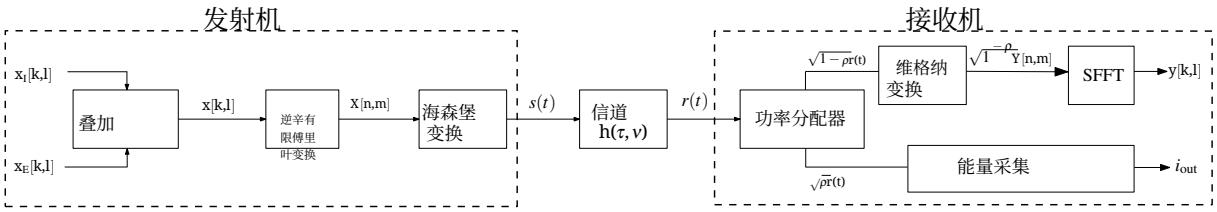

图1. 系统发射机与接收机。

数据信号矩阵，其元素为 $x_I[k,l] = z_I[k,l]x_D[k,l]$，其中 $z_I \sim CN(0,1)$ 是随机信息矩阵，其元素为 $z_I[k,l]$，而 x_D 是功率控制矩阵，其元素为 $x_D[k,l]$。x_E 是一个确定性的 $K \times L$ 能量信号矩阵，其元素为 $x_E[k,l]$。在发射机处，两者均在延迟-多普勒域生成，其中 $k = 0,1,\cdots,N-1$ 和 $l = 0,1,\cdots,M-1$ 分别为多普勒偏移索引和时延索引。这里，M 和 N 分别表示子载波数和时隙数。因此，叠加的延迟-多普勒域信号可表示为：

$$x[k,l] = x_I[k,l] + x_E[k,l]. \tag{1}$$

接下来，逆辛有限傅里叶变换将延迟-多普勒域信号转换到时频域，可表示为：

$$\begin{aligned} X[n,m] &= \frac{1}{\sqrt{NM}} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{M-1} x[k,l] e^{j2\pi\left(\frac{nk}{N} - \frac{ml}{M}\right)} \\ &= \frac{1}{\sqrt{NM}} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{M-1} (x_I[k,l] + x_E[k,l]) e^{j2\pi\left(\frac{nk}{N} - \frac{ml}{M}\right)} \\ &= X_I[n,m] + X_E[n,m], \end{aligned} \tag{2}$$

对于 $n = 0,1,\cdots,N-1$ 和 $m = 0,1,\cdots,M-1$。X_I 是数据信号矩阵，其元素为 $X_I[n,m]$；X_E 是能量信号矩阵，其元素为 $X_E[n,m]$，均位于时频域。发射信号 s(t) 可通过海森堡变换获得。

B. 信道模型

延迟-多普勒域中存在不完美信道估计时，信道[1] 衰落系数 $h(\tau,\nu)$ 建模为 [9]:

$$h(\tau,\nu) = \sum_{i=0}^{P-1} \left(\hat{h}_i + e_i\right) \delta(\tau - \tau_i)\, \delta(\nu - \nu_i), \tag{3}$$

其中，P 表示传播路径的数量，h_i 表示第 i 条路径上的估计信道系数，其估计误差为 $e_i \sim CN(0, MN\sigma_e^2/P)$。此外，$\tau_i$ 和 ν_i 分别表示第 i 条路径的时延和多普勒偏移。参数 $\tau = \frac{1}{M\Delta f}$ 和 $\nu = \frac{1}{NT}$ 表示延迟-多普勒域的分辨率。请注意，{M、Δf、N、T }是在时频域中设置的，与 OFDM 的设置相同。具体而言，T 和 Δf 分别表示符号持续时间和子载波频率间隔。

[1]通过采用一些波束成形器和合并器，我们可以轻松地将多输入多输出（MIMO）信道转换为等效的单输入单输出（SISO）信道。然后，可以使用我们的方法在延迟-多普勒域中设计 OTFS 信号。

因此，信号带宽为 MΔf，而总持续时间为 NT。

相应的时频域信道系数随后可表示为：

$$H[n,m] = \int_{\tau} \int_{\nu} h(\tau,\nu) e^{j2\pi(\nu nT - m\Delta f\tau)} d\tau d\nu. \tag{4}$$

考虑延迟-多普勒域中的信道估计误差后，H[n,m] 可进一步表示为：

$$H[n,m] = \hat{H}[n,m] + e[n,m], \tag{5}$$

其中，时频域中的估计信道系数为 $\hat{H}[n,m]$，信道估计误差为 $e[n,m] \sim CN(0,\sigma_e^2)$。

C. OTFS-IDET接收机

本文考虑理想脉冲成形[2] 。对接收信号 r(t) 进行维格纳变换后，时频域中的信道输入输出关系可表示为：

$$\begin{aligned} Y[n,m] &= X[n,m]H[n,m] + N_0[n,m], \\ &= (X_I[n,m] + X_E[n,m])\left(\hat{H}[n,m] + e[n,m]\right) + N_0[n,m], \\ &= Y_I[n,m] + Y_E[n,m] + N_0[n,m], \end{aligned} \tag{6}$$

其中，$N_0[n,m]$ 为加性高斯白噪声（AWGN），$Y_I[n,m] = X_I[n,m]\left(\hat{H}[n,m] + e[n,m]\right) = \hat{Y}_I[n,m] + X_I[n,m]e[n,m]$ 和 $Y_E[n,m] = X_E[n,m]\left(\hat{H}[n,m] + e[n,m]\right) = \hat{Y}_E[n,m] + X_E[n,m]e[n,m]$。

将接收机处的功率分割比记为 $\rho \in [0,1]$，我们将部分接收信号 $\sqrt{\rho}Y[n,m]$ 用于能量采集（EH），其余 $\sqrt{1-\rho}Y[n,m]$ 用于数据恢复。经过辛有限傅里叶变换（SFFT）后，延迟-多普勒（DD）域中的接收信号 y[k,l] 表示为：

$$y[k,l] = \frac{1}{\sqrt{NM}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sqrt{1-\rho}\, Y[n,m] e^{-j2\pi\left(\frac{nk}{N} - \frac{ml}{M}\right)}. \tag{7}$$

III. OTFS-IDET 信号设计

A. 无线能量传输性能分析

在本研究中，我们采用基于二极管的非线性[3] 能量采集模型能量采集器 [6], ，利用直流输出来评估无线能量传输性能。我们忽略了.....的贡献

[2]OTFS 的实际脉冲成形可能会在我们的模型中引入额外的载波间干扰和符号间干扰 [10], ，这将在未来的工作中加以考虑。

[3]线性能量采集模型无法准确描述直流输出 i_{out} 与输入信号 Y 之间的关系，因此我们决定采用式（9）中的非线性能量采集模型来设计 OTFS 信号。

噪声对无线能量传输性能的影响，因为它远低于ˆ信号功率。为清晰起见，Y、Y_I、Y_E、H 和 H 分别定义为元素为 Y[n,m], Y_I[n,m], Y_E[n,m], H[n,m]和ˆH[n,m], 的矩阵。

首先，通过式（2）由 z_I 获得时频域中的随机信息矩阵 Z_I 。其次，定义时频域中与 Z_I 对应的功率控制矩阵为 X_D，其满足：$Z_I \otimes X_D$ = 逆辛有限傅里叶变换（$z_I \otimes x_D$） = X_I。第三，无线数据传输的接收信号表示为 $Y_I = X_I \otimes H$ =$Z_I \otimes X_D \otimes H$。最后，获得无线数据传输的接收功率控制矩阵 $Y_D = X_D \otimes H$。考虑信道估计误差，可得 ˆ$Y_D = X_D \otimes$ ˆH。

直流输出 i_{out} 与输入射频信号 Y 之间的关系表示为：

$$i_{\text{out}} = k_2 R\psi\left((\sqrt{\rho}Y)^2\right) + k_4 R^2\psi\left((\sqrt{\rho}Y)^4\right), \tag{8}$$

其中，k_2, 、k_4 和 R 为电路参数， ψ（·）为接收信号的直流分量。由于随机信号和确定性信号在非线性能量采集模型中的表现不同，式（8）可进一步改写为：

$$\begin{aligned} i_{\text{out}} &= k_2\rho R\left(\psi\left(Y_{\text{E}}^2\right) + \psi\left(Y_{\text{D}}^2\right)\right) \\ &\quad + k_4\rho^2 R^2\left(\psi\left(Y_{\text{E}}^4\right) + \psi\left(Y_{\text{D}}^4\right) + 6\psi\left(Y_{\text{E}}^2\right)\times\psi\left(Y_{\text{D}}^2\right)\right), \end{aligned} \tag{9}$$

其中：

$$\psi\left(Y_{\text{D}}^2\right) = \frac{1}{2}\sum_{n=0}^{N-1}\sum_{m=0}^{M-1}\left(\left|\hat{Y}_{\text{D}}[n,m]\right|^2 + |X_{\text{D}}[n,m]|^2\sigma_e^2\right), \tag{10a}$$

$$\psi\left(Y_{\text{E}}^2\right) = \frac{1}{2}\sum_{n=0}^{N-1}\sum_{m=0}^{M-1}\left(\left|\hat{Y}_{\text{E}}[n,m]\right|^2 + |X_{\text{E}}[n,m]|^2\sigma_e^2\right), \tag{10b}$$

$$\psi\left(Y_{\text{E}}^4\right) = \frac{3}{8}\sum_{n=0}^{N-1}\sum_{\substack{m_0,m_1,m_2,m_3 \\ m_0+m_1=m_2+m_3}}^{M-1}\left(\prod_{j=0}^{3}\left|\hat{Y}_{\text{E}}[n,m_j]\right| + \prod_{j=0}^{3}|X_{\text{D}}[n,m_j]|\sigma_e\right). \tag{10c}$$

$$\psi\left(Y_{\text{D}}^4\right) = \frac{3}{4}\sum_{n=0}^{N-1}\left(\sum_{m=0}^{M-1}\left|\hat{Y}_{\text{D}}[n,m]\right|^2 + |X_{\text{D}}[n,m]|^2\sigma_e^2\right)^2. \tag{10d}$$

B. 无线数据传输性能分析

OTFS-IDET系统的无线数据传输性能以数据速率来表征。在发射机处，延迟-多普勒域中的随机调制信号经逆辛有限傅里叶变换转换到时频域，且仍服从高斯分布。

接收信号在接收机处按功率域进行分离，用于数据恢复的剩余信号功率 P_D[n,m] 表示为：

$$P_{\text{D}}[n,m] = (1-\rho)\left(|\hat{Y}_{\text{D}}[n,m]|^2 + |X_{\text{D}}[n,m]|^2\sigma_e^2\right), \tag{11}$$

其中，ˆP_D[n, m] $= (1-\rho)|$ ˆY_D[n, m]$|^2$ 为有用信号功率，而$(1-\rho)X_D$[n, m]σ_e^2 为信道估计误差造成的干扰。类似地，可能干扰数据恢复的接收能量信号功率P_E[n, m] 表示为：

$$P_{\text{E}}[n,m] = (1-\rho)\left(|\hat{Y}_{\text{E}}[n,m]|^2 + |X_{\text{E}}[n,m]|^2\sigma_e^2\right). \tag{12}$$

参数 λ 定义为接收机处能量信号对数据恢复造成的剩余干扰。因此，第n个时隙和第m个子载波上的干扰可表示为 λP_E[n,m]。由此，第n个时隙的数据速率C_n 可用经典的香农-哈特利容量表示为：

$$\begin{aligned} C_n = \sum_{m=0}^{M-1}\log_2\Bigg(1+\Bigg(&\frac{\lambda(1-\rho)\left(|\hat{Y}_{\text{E}}[n,m]|^2 + |X_{\text{E}}[n,m]|^2\sigma_e^2\right)}{(1-\rho)|\hat{Y}_{\text{D}}[n,m]|^2} \\ &+\frac{(1-\rho)|X_{\text{D}}[n,m]|^2\sigma_e^2 + P_{\text{noise}}}{(1-\rho)|\hat{Y}_{\text{D}}[n,m]|^2}\Bigg)^{(-1)}\Bigg) \end{aligned} \tag{13}$$

其中，P_{noise} 表示高斯噪声功率。因此，每个时隙的平均数据速率 C 可表示为：

$$C = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} C_n}{N}. \tag{14}$$

C. 最优信号设计

在总发射功率预算为 P_{tx}的情况下，应联合设计发射机在延迟-多普勒域中的发射数据信号 x_D 和能量信号 x_E 的幅度，以及接收机处的功率分割比ρ ，以最大化直流输出 i_{out}，同时满足最低数据速率要求 R_{min}。假设用于信道估计的导频功率固定为 P_P。因此，相应的优化问题可表述为：

$$(P1): \arg\max_{x_{\text{D}},x_{\text{E}},\rho} \quad i_{\text{out}}(x_{\text{D}},x_{\text{E}},\rho) \tag{15}$$

$$\text{s.t} \quad C(x_{\text{D}},x_{\text{E}},\rho) \geq R_{\min}, \tag{15a}$$

$$\frac{1}{2}\left[\|x_{\text{D}}\|_{m_2}^2 + \|x_{\text{E}}\|_{m_2}^2\right] \leq P_{\text{o}}, \tag{15b}$$

$$\sum_{m=0}^{M-1} f_1[n,m] \leq P_{\text{peak}}, \forall n, \tag{15c}$$

$$\rho \in [0,1]. \tag{15d}$$

其中，$P_o = P_{tx} - P_P$ 是数据和能量传输的功率限制，P_{peak} 是发射机功率放大器在每个时隙可达到的最大峰值功率。f_1[n, m] = |X_D[n, m]$|^2$ + |X_E[n, m]$|^2$和 m_2表示弗罗贝尼乌斯范数。

遗憾的是，这是一个非凸优化问题。接下来，我们将 (P1) 转换为几何规划 [11] ，以在合理的计算复杂度下求得解。注意，无线数据传输和无线能量传输性能均可在时频域中表示。此外，优化变量 x_D[k,l] 和 x_E[k,l]可分别由 X_D[n,m] 和 X_E[n,m], 导出。

因此，(P1) 的目标函数变为 $i_{out}(X_D, X_E, \rho)$。令 $g_{k_1}(X_D, X_E, \rho)$ 表示其单项式项，其中 $i_{out}(X_D, X_E, \rho)$ = $P^{K_1-1}\, k_{i=0}\, g_{k_1}(X_D, X_E, \rho)$。同理，$g_{k_2}(X_D, X_E, \rho)$ 定义为 κ[n, m] 满足 κ[n, m] = $P^{K_2-1}\, k_{2=0}\, g_{k_2}(X_D, X_E, \rho)$ = λP_E[n, m] + P_D[n, m] + P_{noise} 时对应的单项式。K_1 和 K_2 分别表示 $i_{out}(X_D, X_E, \rho)$ 和 κ[n, m] 中单项式的数量。

Then the data rate constraint (15a) can be expressed as: $2^{R_{\min}}\prod_{m=0}^{M-1}\left(\lambda P_{\text{E}}[n,m] + (1-\rho)X_{\text{D}}[n,m]\sigma_e^2 + P_{\text{noise}}\right)/\kappa[n,m] \leq$

算法1 OTFS-IDET信号设计

输入：DD域信道估计 $\hat{h}(\tau,\nu)$；最低数据速率 R_{min}；总发射功率 P_{tx}；导频功率 P_P；最大峰值功率 P_{peak}；所需精度 ϱ；

输出：OTFS数据信号和能量信号的幅度 $x_D[k,l]$ 和 $x_E[k,l]$；

功率分割比 ρ；1：通过 $\hat{h}(\tau,\nu)$ 计算 $\hat{H}[n,m]$；计算优化功率 optimisation $P_o = P_{tx} - P_P$；信道的平均衰落：$h_L = \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}\sum_{m=1}^{M}(|\hat{H}[n,m]|^2+\sigma^2)/MN$；最大传输的估计：$C_{max} = \log(1 + P_o h_L/P_{noise})$；初始化因子：$\zeta = R_{min}/C_{max}$。

2：初始化 $X_D[n,m] = pP_o\zeta/MN$，$X_E[n,m] = pP_o(1-\zeta)/MN$，$\rho = 1-\zeta$，$\bar{\rho} = \zeta$，$i^{(0)}_{out} = 0$，$i = 0$，$t_{k_1} = 1/K_1$，$w_{k_2} = 1/K_2$；

3：重复

4：　根据公式（16）和公式（17）计算 $\hat{i}_{out}$ 和 $\hat{\kappa}[n,m]$；

5：　通过求解（P2）更新 X_D、X_E、ρ、$\bar{\rho}$；

6：　根据公式（8）计算 $i^{(i+1)}_{out}$；

7：　根据公式（19）更新 t_{k_1}、w_{k_2}；

8：更新 $i \leftarrow i+1$

9：直到 $|i^{(i)}_{out} - i^{(i-1)}_{out}| < \varrho$

10：$x_D[k,l] = 辛有限傅里叶变换(X_D[n,m])$ 和 $x_E[k,l] = 辛有限傅里叶变换(X_E[n,m])$

$1, \forall n$。此外，通过引入参数 $\gamma[m]$ 和 $f_2[n,m] = \big(\lambda P_E[n,m] + (1-\rho)X_D[n,m]\big)\sigma_e^2 + P_{noise}\big)/\gamma[m]$，$M-1$ 约束可分为两部分：$2^{R_{min}} \prod_{m=0} f_2[n,m] \le 1, \forall n$，以及 $\gamma[m]/\kappa[n,m] \le 1, \forall n, \forall m$。

令变量 η，原最大化问题可转化为在约束 $\eta/i_{out}(X_D, X_E, \rho) \le 1$ 下最小化 $1/\eta$。为满足几何规划的形式，利用算术-几何平均数（AM-GM）不等式，将分母中的求和转换为乘积：

$$\hat{i}_{out}(X_D,X_E,\rho) = \prod_{k_1=0}^{K_1-1}\left(\frac{g_{k_1}(X_D,X_E,\rho)}{t_{k_1}}\right)^{-t_{k_1}} \le i_{out}(X_D,X_E,\rho), \tag{16}$$

$$\hat{\kappa}[n,m] = \prod_{k_2=0}^{K_2-1}\left(\frac{g_{k_2}(X_D,X_E,\rho)}{w_{k_2}}\right)^{-w_{k_2}} \le \kappa[n,m], \tag{17}$$

其中，t_{k_1}、w_{k_2} 满足 $\prod t_{k_1} = 1$、$\prod w_{k_2} = 1$，是上述两个不等式的权重。现在，标准几何规划可表示为：

$$(P2): \arg\min_{X_D,X_E,\rho,\bar{\rho}} \quad \frac{1}{\eta} \tag{18}$$

$$\text{s.t} \quad \eta/\hat{i}_{out}(X_D,X_E,\rho) \le 1, \tag{18a}$$

$$2^{R_{min}}\prod_{m=0}^{M-1} f_2[n,m] \le 1, \forall n, \tag{18b}$$

$$\gamma[m]/\hat{\kappa}[n,m] \le 1, \forall n, \forall m, \tag{18c}$$

$$\frac{1}{2}\left[\|X_D\|_{m_2}^2 + \|X_E\|_{m_2}^2\right] \le P_o, \tag{18d}$$

$$\sum_{m=0}^{M-1} f_1[n,m] \le P_{peak}, \forall n, \tag{18e}$$

$$\rho + \bar{\rho} \le 1. \tag{18f}$$

其中，$\bar{\rho}$ 表示用于数据恢复的分流比。

优化算法总结于算法1中，其中通过不断缩小中间变量 $\hat{n}i_{out}$、$\hat{\kappa}[n,m]$ 与上界 $\{i_{out}, \kappa[n,m]\}$ 之间的差距来不断调整权重 t_{k_1} 和 w_{k_2}，使其趋近最优值。t_{k_1} 和 w_{k_2} 的更新公式如下：

$$t_{k_1} = \frac{g_{k_1}(X_D,X_E,\rho)}{i_{out}(X_D,X_E,\rho)}, \qquad w_{k_2} = \frac{g_{k_2}(X_D,X_E,\rho)}{\kappa[n,m]}. \tag{19}$$

通过调用椭球法 [12]，，可求解(P2)，其复杂度为 $O\big((2MN+1)^2\big)$。假设需要经过 δ 次迭代才能使算法1收敛，则总复杂度为 $O\big(\delta(2MN+1)^2\big)$。

IV. 数值结果

将 OFDM-IDET 系统作为 OTFS-IDET 系统的基准。非线性能量收集器的参数设为 $k_2 = 0.0034$、$k_4 = 0.3859$ 和 $R = 50\ \Omega$ [6]。此外，发射功率 P_{tx} 和 P_P 分别设为 36.1 dBm 和 20 dBm；接收天线增益为 2 dBi；大尺度路径损耗为 -50 dB。仿真所用的系统参数汇总于表 I，如[13]所示。特别地，最大时延索引设为 $l_{\tau_m} = \tau_m M\Delta f = 6$，最大时延为 $\tau_m = 0.3$ ms。最大多普勒索引设为 $k_{\nu_m} = (f_c V_m N)/(V_c \Delta f) = 6$，其中 $V_m = 300$ Kmph 为场景中的最大速度，V_c 为光速。此外，第 i 条路径的多普勒抽头以相同概率从集合 $\{-k_{\nu_m}, -k_{\nu_m}+1, \ldots, 0, 1, \ldots, k_{\nu_m}\}$ 中生成，而时延抽头集合为$\{1, \ldots, l_{\tau_m}\}$ 和 $\tau_0 = 0$。

表I 仿真参数

参数	数值
载波频率 f_c (GHz)	27
子载波频率间隔 Δf（KHz）	15
OTFS帧大小 [N，M]	[12,12]
路径数量 P	3
用户设备速度（Kmph）	30,150,300
信道	理想与非理想

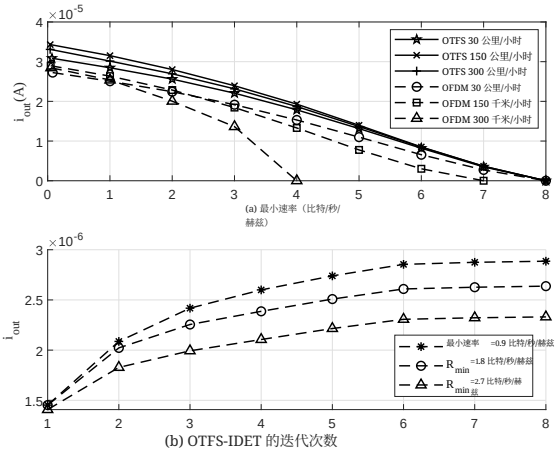

图2. (a) 不同速度下 OTFS-IDET 与 OFDM- IDET 的性能比较，其中 $\sigma^2 = 0$；(b) 不完美信道估计下 OTFS-IDET 系统的能量采集性能。

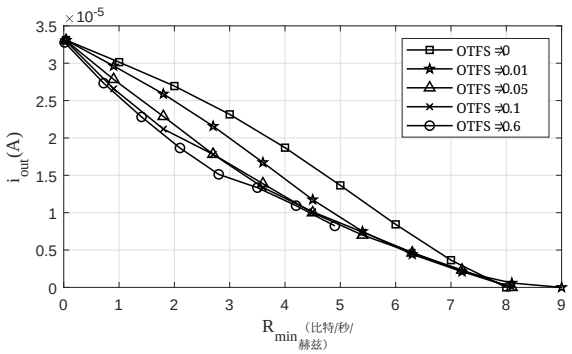

图 3. 不同 λ 下 OTFS-IDET 与 OFDM-IDET 的性能比较。

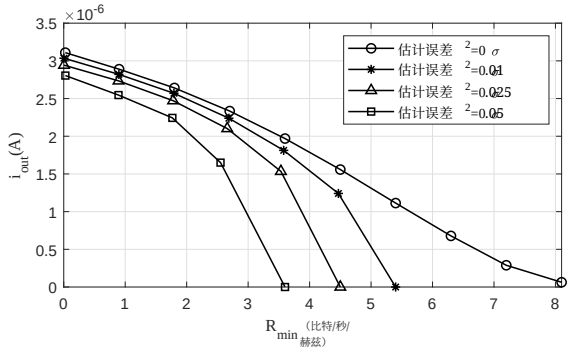

图 4. 信道估计误差下 OTFS-IDET 系统的能量采集性能。

首先，图2(a)展示了移动性对 OTFS-IDET 和 OFDM-IDET 系统的影响。由于速度引起的多普勒偏移会使时频信道 H[n,m] f 波动，适当的速度有利于 OTFS-IDET 系统。多普勒偏移会在 OFDM-IDET 系统中导致严重的载波间干扰（ICI）。设计 OTFS 信号时可以考虑 DD 域中的信道特性，而 OFDM 信号只能在频域进行设计。因此，具有额外自由度的 OTFS 信号设计有望比 OFDM 信号获得更好的 IDET 性能。因此，在不同速度场景下，OTFS-IDET 系统的性能优于 OFDM-IDET 系统。由图2(b)可见，随着迭代次数增加，直流输出 i_{out} 逐渐增大。通常，算法1经过 7 次迭代后收敛。

其次，我们在图 3 中研究了残余能量信号干扰对 OTFS-IDET 系统的影响。由于 λ 的值越大，表示能量信号对接收机数据恢复造成的残余干扰越强，因此信息与能量同时传输性能会下降，如图 3 所示。当达到最大数据传输速率时，发射机仅发送数据信号，不发送能量信号；为了获得最大的直流输出，仅发送能量信号，此时改变 λ 不会影响直流输出性能，因为此时不要求数据速率。因此，所有曲线在坐标图中都具有相同的起点和终点。

最后，图 4 展示了不完美信道估计下 OTFS-IDET 的性能。由图 4 可见，随着信道估计误差的方差从 $\sigma^2 = 0$ 增加到 $\sigma^2 = 0.05$，性能有所下降。这是因为基于不准确的信道估计设计的正交时频空信号在一定程度上牺牲了最优性。由于存在估计误差，OTFS-IDET 系统在能量采集和数据传输方面的性能都会下降。当估计信道与理想信道之间的差距增大时，优化后的参数会变得更加不合理。因此，估计误差为 $\sigma^2 = 0.05$ 时 OTFS-IDET 的性能劣于 $\sigma^2 = 0.01$ 时的对应性能。

V. 结论

我们首先研究了 OTFS-IDET 系统及其相应的数据信号和能量信号设计，通过联合优化发射机处的信号幅度以及接收机处的功率分割比，在满足接收机数据速率要求的同时最大化采集能量。系统模型中考虑了信道估计误差。原始非凸优化问题被转化为几何规划问题。仿真结果表明，OTFS-IDET 系统的性能优于传统的 OFDM-IDET 系统，且移动速度越快，性能增益越大。

参考文献

[1] J. Hu、K. Yang、G. Wen 和 L. Hanzo，“集成数据与能量通信网络：综合综述”，IEEE通信调查与教程，第 20 卷，第 4 期，第 3169–3219 页，2018 年。[2] W. Lu、Y. Gong、J. Wu、H. Peng 和 J. Hua，“基于 OFDM系统联合子载波与功率分配的无线信息与能量同时传输”，IEEE Access，第 5 卷，第 2763–2770 页，2017 年。[3] J. Hu 等人，“一元编码控制的无线信息与能量同时传输”，IEEE无线通信汇刊，第 19 卷，第 1 期，第 637–649 页，2020 年。[4] Y. Zhao、J. Hu、Z. Ding 和 K. Yang，“ 星座旋转辅助的多用户 SWIPT-NOMA 调制设计 ”，载于 2018 年 IEEE国际通信会议 (ICC)，2018 年，第 1–6 页。[5] C. Xia、R. Jia、Y. Shi、A. P. Hu 和 Y. Zhou，“基于相移调制的 ICPT系统无线能量与信息同时传输”，IEEE能源转换汇刊，第 36 卷，第 2 期，第 629–639 页，2021 年 6 月。[6] B. Clerckx，“无线信息与能量传输：非线性、波形设计与速率-能量权衡”，IEEE信号处理汇刊，第 66 卷，第 4 期，第 847–862 页，2018 年。[7] Y. Hou 、 J. Hu 和 K. Yang，“ 载波频偏下无线信息与能量供给的波形整形”，载于 2021 年 IEEE国际通信会议研讨会 (ICC Workshops)，2021 年，第 1–6 页。[8] R. Hadani 、 S. Rakib 、 M. Tsatsanis、A. Monk 和 R. Calderbank，“正交时频空间调制”，载于 IEEE 无线通信与网络会议，2017 年。[9] A. Naikoti 和 A. Chockalingam，“不完美时延-多普勒信道状态信息下 OTFS 的性能分析”，载于 2022 年 IEEE 第 95 届车辆技术会议：(VTC2022-Spring)，2022 年，第 1–6 页。[10] P. Raviteja、K. T. Phan、Y. Hong 和 E. Viterbo，“正交时频空间调制的干扰消除与迭代检测”，IEEE无线通信汇刊，第 17 卷，第 10 期，第 6501–6515 页，2018 年。[11] M. Ogura、M. Kishida 和 J. Lam，“最优正线性系统的几何规划”，IEEE自动控制汇刊，第 65 卷，第 11 期，第 4648–4663 页，2020 年。[12] R. G. Bland、D. Goldfarb 和 M. J. Todd，“椭球法：综述”，运筹学，第 29 卷，第 6 期，第 1039–1091 页，1981 年。[13] L. Xiang 等人，“正交时频空间调制的高斯近似消息传递检测”，IEEE车辆技术汇刊，第 70 卷，第 10 期，第 10 999–11 004 页，2021 年。