本作品已提交至 IEEE，拟供其考虑发表。版权可能会在不另行通知的情况下转让，届时本版本可能不再可访问。

arXiv:2303.02722v1 [cs.IT] 5 Mar 2023

高移动性场景下协同直传与中继传输网络的 OTFS-NOMA 方案性能

徐尧、杜震、袁伟杰，*IEEE* 会员，贾少波，*IEEE* 会员，以及 Victor C. M. Leung，*IEEE* 会士

摘要——**本文研究了一种基于正交时频空（OTFS）的非正交多址接入（NOMA）方案，用于协同直传与中继传输系统。在该系统中，信源以高速移动状态与近端用户直接通信，同时需要借助中继为同样处于高移动性状态的远端用户提供服务。由于信号叠加编码与多域变换共存，从理论角度评估基于 OTFS 的 NOMA 性能通常颇具挑战。为准确评估所提方案的系统性能，我们利用反演公式和特征函数推导了中断概率与中断和速率的闭式表达式。数值结果验证了所提方案的性能优势和有效性。**

索引词—**协同直传与中继传输，非正交多址接入，正交时频空，中断性能。**

一、引言

FUTURE 6G无线网络需要更高的频谱效率、更大的覆盖范围，并支持更高的移动性 [1]。采用非正交多址（NOMA）的协同直传与中继传输（CDRT）可通过功率域叠加编码和串行干扰消除（SIC）提供直传与中继通信链路，因此被认为是一种有望同时提升系统频谱效率和覆盖范围的赋能技术 [2], [3]。NOMA方案最初应用于下行双用户CDRT网络 [2]。此后，基于NOMA的CRDT在多种场景中得到研究，包括双向通信 [4]、自适应传输 [5]、认知网络 [6], 和物理层安全 [7]。

大多数现有的基于 NOMA 的 CRDT 方案都考虑平坦衰落信道，因此能够为低移动性或静止通信场景提供有价值的见解。然而，高移动性场景中的双选择性衰落信道可能会严重影响上述方案的传输可靠性。幸运的是，近期提出的正交时频空（OTFS）调制能够利用相对稀疏且稳定的时延-多普勒域信号处理，有效对抗高移动性信道中的双选择性衰落 [8], [9]。因此，一些研究致力于研究用于直接传输系统的 OTFS-NOMA [10], [11], ，但由于信号多域变换和叠加编码带来的精确理论分析难题，通常采用仿真来分析系统性能。

受上述观察的启发，我们为高移动性CDRT系统提出一种新颖的OTFS-NOMA方案。据我们所知，基于NOMA的CDRT尚未在高移动性场景中得到研究。本文的主要贡献有三点：1）我们为高移动性CDRT系统提出一种OTFS-NOMA方案，其中信源通过OTFS变换和功率域叠加编码，分别采用中继和直接传输模式为远端用户和近端用户提供服务；2）推导了所提方案的中断概率和中断和速率的闭式表达式；3）数值结果表明，与基准方案相比，所提方案能够为远端用户带来更优的中断性能和更高的中断和速率。

II. 系统模型

如图1所示，我们考虑高移动性场景下的下行基于NOMA的CDRT系统，其中信源（S）在通过译码转发中继节点（R）与远端用户（U_e）通信的同时，直接为近端用户（U_c）提供服务，这一过程分为两个阶段（即 t_1 和 t_2 ）。由于严重遮挡或阴影效应， S 与U_e 之间不存在无线链路。每个节点均以半双工模式工作，并配备单天线。为简洁起见，令下标 e、 c、 r和 s 分别表示 U_e、U_c、 R 和 S。当收发机以相对较高的速度移动时，多径效应和多普勒频移分别导致时间色散和频率色散，因此无线信道在时频域（TF）中呈现双选择性衰落特性。线性时变信道在时频域的表示可通过逆辛快速傅里叶变换（ISFFT）转换为延迟-多普勒域（DD）中相对稀疏且稳定的表示。假设所有链路在时频域 [9],均经历双选择性衰落，则 $x \in \{s, r\}$ 与 $y \in \{r, c, e\}$ 之间的信道在第 i个阶段的延迟-多普勒域表示为

$$h_{xy}^{i}(\tau, v) = \sum_{\omega=1}^{P_{xy}^{i}} h_{xy}^{i,\omega} \delta(\tau - \tau_{xy}^{i,\omega}) \delta(v - v_{xy}^{i,\omega}) \quad (1)$$

其中， $x \neq y, i \in \{t_1, t_2\}, \delta(\cdot)$表示狄拉克δ函数， P_{xy}^{i}表示可分辨传播路径的数量，而 $h^{i,\ \omega}_{xy}$、 $\tau^{i,\ \omega}_{xy}$和 $v^{i,\ \omega}_{xy}$分别表示与第 w条路径对应的复信道增益、时延和多普勒频移。特别地，信道增益包含该路径分量的路径损耗，并满足 $\sum_{\omega=1}^{P_{xy}^{i}} \{|h_{xy}^{i,\omega}|^2\} = \Omega_{xy}^{i}$。

Y. Xu和Z. Du任职于南京信息工程大学电子与信息工程学院，地址为中国南京210044（电子邮箱：yaoxu@nuist.edu.cn；duzhen@nuist.edu.cn）。袁伟杰任职于南方科技大学电子与电气工程系，地址为中国深圳518055（电子邮箱：yuanwj@sustech.edu.cn）。贾少波任职于郑州大学信息工程学院，地址为中国郑州450001（电子邮箱：ieshaobojia@zzu.edu.cn）。V. C. M. Leung任职于深圳大学计算机与软件工程学院，地址为中国深圳518060；同时任职于不列颠哥伦比亚大学电气与计算机工程系，地址为加拿大温哥华，BC V6T 1Z4（电子邮箱：vleung@ieee.org）。

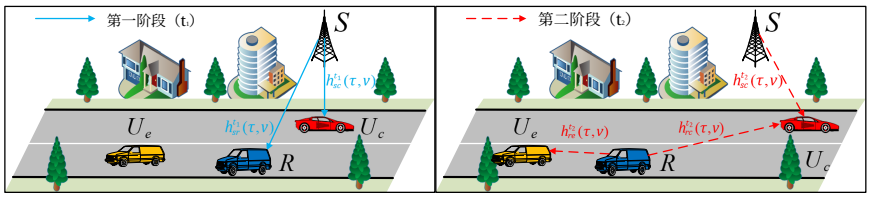

图1. 系统模型。所提出的用于CDRT系统的OTFS-NOMA方案示意图，该系统包含一个信源、一个中继和两个用户（即远端用户和近端用户），其中多径信道以箭头表示以便于说明。

在不失一般性的情况下，我们假设 $\Omega_{sr}^{t_1} < \Omega_{sc}^{t_1}$，这可能不需要 $\sum_{\omega=1}^{P_{sr}^{t_1}} |h^{t_1,\ }_{\ sr}{}^{\omega}|^2 < \sum_{\omega=1}^{P_{sc}^{t_1}} |h^{t_1,\ }_{\ sc}{}^{\omega}|^2$。

III. OTFS-NOMA传输方案

本节针对高移动性场景下的CDRT系统设计一种新型OTFS-NOMA方案，以确保传输可靠性和频谱效率。下面将详细介绍参数配置和方案设计。

A. 参数配置

通过采用正交时频空（OTFS），发射机依次执行逆辛有限傅里叶变换（ISFFT）和海森堡变换（即 OTFS调制），将位于延迟-多普勒平面上的调制符号转换到时频平面，再转换到时域，最后广播时域信号。相应地，接收机通过维格纳变换和辛快速傅里叶变换（即 OTFS解调），从时域接收信号中获取延迟-多普勒域信号。

考虑一个离散时频平面，其中包含 M 个频率子载波和 N 个时隙，子载波带宽和时隙时长分别为 Δf 和 $T = 1/\Delta f$。因此，时频域 OTFS帧的总符号时长为 NT，带宽为 $M\Delta f$；相应的延迟-多普勒平面的时延分辨率为 $1/(M\Delta f)$，多普勒分辨率为 $1/(NT)$，并包含 MN 个延迟-多普勒栅格。参数 T 和 Δf 满足

$T \geq \tau_{\max}$ $\Delta f \geq v_{\max}$ $\tau_{\max} =$ $\{\tau_{xy}^{i,\omega}, 1 \leq \omega \leq$ 和，$P_{xy}^{i}, i \in$ $x\ y \in$ $x \neq y\}$ $v_{\max} =$ 其中 max A、B 和 max $\{v_{xy}^{i,\omega}, 1 \leq \omega \leq P_{xy}^{i}, i \in$ $x\ y \in$ $x \neq y\}$ A、B 分别表示最大时延扩展和最大多普勒频移，A $= \{s, r, c, e\}$，且 B $= \{t_1, t_2\}$。此外，式（1）中的时延 τ^{i}、$_{xy}{}^{\omega}$和多普勒频移 v^{i}、$_{xy}{}^{\omega}$可分别写为 τ^{i}、$_{xy}{}^{\omega} = (l^{i}$、$_{xy}{}^{\omega} + \bar{l}^{i}$、$_{xy}{}^{\omega}) / (M\Delta f)$ 以及 v^{i}、$_{xy}{}^{\omega} = (k^{i}$、$_{xy}{}^{\omega} + \bar{k}^{i}$、$_{xy}{}^{\omega}) / (NT)$，其中整数 k^{i}、$_{xy}{}^{\omega}$和 l^{i}、$_{xy}{}^{\omega}$分别表示离散多普勒和时延抽头索引，而 $\bar{k}^{i}$、$_{xy}{}^{\omega}$和 $\bar{l}^{i}$、$_{xy}{}^{\omega}$分别表示分数多普勒频移和分数时延。由于实际宽带通信系统能够实现较高的时延分辨率，通常忽略分数时延。利用现有的 OTFS信道估计或提高多普勒分辨率 [10], [12]，可以有效补偿分数多普勒。因此，与 [10], 中一样，我们假设 $\bar{l}^{i}$、$_{xy}{}^{\omega} = 0$ 和 $\bar{k}^{i}$、$_{xy}{}^{\omega} = 0$。B. 方案设计

所提出的 OTFS-NOMA 方案包含两个阶段（即，t_1 和 t_2），具体如下。

1） **第一阶段**（t_1）：在 t_1 中，信源 S 将 MN 叠加符号 $x_s[k,l] = \sqrt{\alpha_c}x_c[k,l] + \sqrt{\alpha_e}x_e[k,l]$、$0 \leq k \leq N-1$、$0 \leq l \leq M-1$ 放置于延迟-多普勒网格上，其中 $x_c[k,l]$ 和 $x_e[k,l]$ 分别是 U_c 和 U_e 所需的调制符号，而 α_c 和 α_e 表示功率分配系数，分别对应于 $x_c[k,l]$ 和 $x_e[k,l]$。由于远端用户 U_e 需要中继辅助，且满足条件 $\Omega_{sr}^{t_1} < \Omega_{sc}^{t_1}$，因此通过下行非正交多址接入，功率分配系数应满足 $\alpha_c < \alpha_e$ 和 $\alpha_c + \alpha_e = 1$。利用逆辛有限傅里叶变换，可将延迟-多普勒域符号 $x_s[k,l]$ 转换为 MN 时频域符号

$$X_s[n,m] = \frac{\sqrt{P_s}}{NM}\sum_{k=0}^{N-1}\sum_{l=0}^{M-1}(\sqrt{\alpha_c}x_c[k,l] + \sqrt{\alpha_e}x_e[k,l]) \times \exp\left\{j2\pi\left(\frac{nk}{N} - \frac{ml}{M}\right)\right\} \quad (2)$$

其中 $0 \leq n \leq N-1$ 和 $0 \leq m \leq M-1$，且 P_s 表示 S 的发射功率。利用发射脉冲 $g_{tx}(t)$对上述时频域符号进行成形，并执行海森堡变换后，信源 S 可获得时域信号，随后将该信号广播至 R 和 U_c。

在接收机处，利用接收脉冲 $g_{rx}(t)$对接收到的时域信号进行成形，随后进行维格纳变换。与 [10], 类似，我们假设发射脉冲与接收脉冲之间具有完美的正交性。因此，t_1 中的 R 和 U_c 处接收到的时频信号可表示为

$$Y_{\bar{x}}^{t_1}[n,m] = H_{s\bar{x}}^{t_1}[n,m]X_s[n,m] + W_{\bar{x}}^{t_1}[n,m] \quad (3)$$

其中 $\bar{x} \in \{r, c\}$, $W_{\bar{x}}^{t_1}[n,m]$ 表示第一阶段接收机 $\bar{x}$ 处的时频域加性高斯白噪声，且

$H_{s\bar{x}}^{t_1}[n,m] = \int\int h_{s\bar{x}}^{t_1}\ \tau\ v$ $j2\pi vnT$ $-j2\pi\ v +$(,) $m\Delta f\ \tau\ d\tau dv$ $Y_{\bar{x}}^{t_1}[n,m]$ exp( ) exp(( ))。利用辛有限傅里叶变换对时频域信号进行处理后，接收机 $\bar{x}$ 可获得延迟-多普勒域信号：

$$y_{\bar{x}}^{t_1}[k,l] = \sum_{n=0}^{N-1}\sum_{m=0}^{M-1} Y_{\bar{x}}^{t_1}[n,m] \times \exp\left\{-j2\pi\left(\frac{nk}{N} - \frac{ml}{M}\right)\right\} \quad (4)$$

将（1）— （3）代入（4）后，$y_{\bar{x}}^{t_1}[k,l]$ 可重写为

$$y_{\bar{x}}^{t_1}[k,l] = \sqrt{P_s}\sum_{\omega=1}^{P_{s\bar{x}}^{t_1}} \tilde{h}_{s\bar{x}}^{t_1,\omega} \times \left\{\sqrt{\alpha_c}x_c\left[\left(k - k_{s\bar{x}}^{t_1,\omega}\right)_N, \left(l - l_{s\bar{x}}^{t_1,\omega}\right)_M\right] + \sqrt{\alpha_e}x_e\left[\left(k - k_{s\bar{x}}^{t_1,\omega}\right)_N, \left(l - l_{s\bar{x}}^{t_1,\omega}\right)_M\right]\right\} + w_{\bar{x}}^{t_1}[k,l] \quad (5)$$

其中，$\tilde{h}^{t_1,\ }_{\ s\bar{x}}{}^{\omega} = h^{t_1,\ }_{\ s\bar{x}}{}^{\omega}\exp(-j2\pi\tau^{t_1,\ }_{\ s\bar{x}}{}^{\omega}v^{t_1,\ }_{\ s\bar{x}}{}^{\omega})$，$(\cdot)_M$ 是取模M 运算符，$w_{\bar{x}}^{t_1}[k,l]$ 表示均值为零、方差为 σ^2的复高斯噪声。注意，由于$h^{i,\ }_{\ xy}{}^{\omega} \sim \mathcal{CN}(0,\ \Omega^{i,\ }_{\ xy}{}^{\omega})$，$\tilde{h}^{t_1,\ }_{\ s\bar{x}}{}^{\omega}$的分布满足 $\tilde{h}^{t_1,\ }_{\ s\bar{x}}{}^{\omega} \sim \mathcal{CN}(0,\ \Omega^{i,\ }_{\ xy}{}^{\omega})$。为便于分析，$y_{\bar{x}}^{t_1}[k,l]$ 的向量形式可表示为

$$\mathbf{y}_{\bar{x}}^{t_1} = \mathbf{H}_{s\bar{x}}^{t_1}(\sqrt{\alpha_c P_s}\mathbf{x}_c + \sqrt{\alpha_e P_s}\mathbf{x}_e) + \mathbf{w}_{\bar{x}}^{t_1} \quad (6)$$

其中，$\mathbf{y}_{\bar{x}}^{t_1} \in \mathbb{C}^{NM\times 1}$、$\mathbf{x}_c \in \mathbb{C}^{NM\times 1}$、$\mathbf{x}_e \in \mathbb{C}^{NM\times 1}$、$\mathbf{w}_{\bar{x}}^{t_1} \in \mathbb{C}^{NM\times 1}$，以及$\mathbf{H}_{s\bar{x}}^{t_1} \in \mathbb{C}^{NM\times NM}$是有效DD域信道矩阵。$\mathbf{y}_{\bar{x}}^{t_1}$的第$(lN+k)$个元素为 $y_{\bar{x}}^{t_1}[k,l]$，其中$0 \leqslant k \leqslant N-1$和 $0 \leqslant l \leqslant M-1$。类似地，向量$\mathbf{x}_c$、$\mathbf{x}_e$和$\mathbf{w}_{\bar{x}}^{t_1}$可分别由 $x_c[k,l]$、 $x_e[k,l]$和$w_{\bar{x}}^{t_1}[k,l]$构造。复高斯噪声向量$\mathbf{w}_{\bar{x}}^{t_1}$的元素独立同分布，均值为零、方差为 σ^2；$\mathbf{x}_c$ 和$\mathbf{x}_e$的元素服从归一化的独立同分布。由于复杂度低 [13]，迫零（ZF）均衡器常用于OFDM或OTFS系统。类似地，本文采用ZF算法对接收信号进行均衡。将$\mathbf{y}_{\bar{x}}^{t_1}$乘以迫零系数$\mathbf{E}_{s\bar{x}}^{t_1} = (\mathbf{H}_{s\bar{x}}^{t_1 H}\mathbf{H}_{s\bar{x}}^{t_1})^{-1}\mathbf{H}_{s\bar{x}}^{t_1 H}$后，均衡信号 $\tilde{\mathbf{y}}_{\bar{x}}^{t_1}$可写为

$$\tilde{\mathbf{y}}_{\bar{x}}^{t_1} = \sqrt{\alpha_c P_s}\mathbf{x}_c + \sqrt{\alpha_e P_s}\mathbf{x}_e + \tilde{\mathbf{w}}_{\bar{x}}^{t_1} \tag{7}$$

其中，$\tilde{\mathbf{w}}_{\bar{x}}^{t_1} = \mathbf{E}_{s\bar{x}}^{t_1}\mathbf{w}_{\bar{x}}^{t_1}$是等效噪声，其协方差矩阵为$\mathbf{C}_{\tilde{\mathbf{w}}_{\bar{x}}^{t_1}} = E[\tilde{\mathbf{w}}_{\bar{x}}^{t_1}\tilde{\mathbf{w}}_{\bar{x}}^{t_1 H}] = \sigma^2(\mathbf{H}_{s\bar{x}}^{t_1 H}\mathbf{H}_{s\bar{x}}^{t_1})^{-1}$。注意，信道矩阵$\mathbf{H}_{s\bar{x}}^{t_1}$具有双块循环结构，这意味着$\mathbf{H}_{s\bar{x}}^{t_1}$包含 M 个循环块，且每个块都是大小为 $N\times N$的循环矩阵。矩阵$\mathbf{H}_{s\bar{x}}^{t_1}$可分解为$\mathbf{H}_{s\bar{x}}^{t_1} = \mathbf{\Lambda}^H\mathbf{\Xi}_{s\bar{x}}^{t_1}\mathbf{\Lambda}$，因此有$\mathbf{H}_{s\bar{x}}^{t_1 H}\mathbf{H}_{s\bar{x}}^{t_1} = \mathbf{\Lambda}^H\mathbf{\Xi}_{s\bar{x}}^{t_1 H}\mathbf{\Xi}_{s\bar{x}}^{t_1}\mathbf{\Lambda}$，其中 $\mathbf{\Lambda} = \mathbf{F}_M \otimes \mathbf{F}_N \in \mathbb{C}^{NM\times NM}$、$\mathbf{\Xi}_{s\bar{x}}^{t_1} = diag[\lambda_{s\bar{x},1}^{t_1}, \lambda_{s\bar{x},2}^{t_1}, \cdots, \lambda_{s\bar{x},NM}^{t_1}]$，且$\lambda_{s\bar{x},w}^{t_1}$、$1 \leq w \leq NM$是$\mathbf{H}_{s\bar{x}}^{t_1}$的特征值。此外，$\mathbf{\Xi}_{s\bar{x}}^{t_1 H}\mathbf{\Xi}_{s\bar{x}}^{t_1}$的各项是$\mathbf{H}_{s\bar{x}}^{t_1 H}\mathbf{H}_{s\bar{x}}^{t_1}$的特征值，即$|\lambda_{s\bar{x},w}^{t_1}|^2$、$1 \leq w \leq NM$ [13]。

根据下行非正交多址接入，U_c 通过串行干扰消除来解码$\mathbf{x}_c$，并消除干扰$\mathbf{x}_e$；而 R 则将$\mathbf{x}_c$ 视为噪声，直接解码$\mathbf{x}_e$ 。因此，根据式 (7) 和$\mathbf{C}_{\tilde{\mathbf{w}}_{\bar{x}}^{t_1}}$，接收机 $\bar{x} \in \{r, c\}$ 解码$\mathbf{x}_c$和$\mathbf{x}_e$ 的第 k个符号（即$\mathbf{x}_{c,k}$ 和$\mathbf{x}_{e,k}$）时的信干噪比可在 t_1 中表示为

$$\begin{aligned}\gamma_{\bar{x},\mathbf{x}_{e,k}}^{t_1} &= \frac{\alpha_e\rho_s}{\alpha_c\rho_s + [(\mathbf{H}_{s\bar{x}}^{t_1 H}\mathbf{H}_{s\bar{x}}^{t_1})^{-1}]_{k,k}} \\ &= \frac{\alpha_e\rho_s}{\alpha_c\rho_s + [(\mathbf{\Lambda}^H\mathbf{\Xi}_{s\bar{x}}^{t_1 H}\mathbf{\Xi}_{s\bar{x}}^{t_1}\mathbf{\Lambda})^{-1}]_{k,k}} = \frac{\alpha_e\rho_s}{\alpha_c\rho_s + \frac{\Theta_{sc}^{t_1}}{MN}}\end{aligned} \tag{8}$$

$$\gamma_{c,\mathbf{x}_{c,k}}^{t_1} = \frac{\alpha_c\rho_s}{[(\mathbf{H}_{sc}^{t_1 H}\mathbf{H}_{sc}^{t_1})^{-1}]_{k,k}} = \frac{MN\alpha_c\rho_s}{\Theta_{sc}^{t_1}} \tag{9}$$

其中，$\Theta_{s\bar{x}}^{t_1} = \sum_{w=1}^{MN}|\lambda_{s\bar{x},w}^{t_1}|^{-2}$、$\Theta_{sc}^{t_1} = \sum_{w=1}^{MN}|\lambda_{sc,w}^{t_1}|^{-2}$和$\rho_s = \frac{P_s}{\sigma^2}$为发射信噪比（SNR）。

2) **第二阶段 (t_2)：** 在第二阶段，中继R 尝试通过正交时频空转发已解码的信号 $\mathbf{x}_e$ 。具体而言， MN将已解码符号 $x_e[k,l], 0 \leq k \leq N-1, 0 \leq l \leq M-1$ 放置在延迟-多普勒网格上，然后 R 使用OTFS调制发送相应的时域信号。同时，为提高频谱效率，信源 S采用OTFS调制广播 MN新的延迟-多普勒域符号 $\bar{x}_c[k,l], 0 \leq k \leq N-1, 0 \leq l \leq M-1$，其中 $\bar{x}_c[k,l]$ 是 t_2中 U_c 的期望信号。与式 (4)-(6) 类似， U_c 和 R 可以采用OTFS解调，以向量形式获得接收的延迟-多普勒域信号，表示为

$$\mathbf{y}_c^{t_2} = \mathbf{H}_{sc}^{t_2}\sqrt{P_s}\bar{\mathbf{x}}_c + \mathbf{H}_{rc}^{t_2}\sqrt{P_r}\mathbf{x}_e + \mathbf{w}_c^{t_2} \tag{10}$$

$$\mathbf{y}_e^{t_2} = \mathbf{H}_{re}^{t_2}\sqrt{P_r}\mathbf{x}_e + \mathbf{w}_e^{t_2} \tag{11}$$

其中，$\mathbf{y}_c^{t_2} \in \mathbb{C}^{NM\times 1}$、$\mathbf{y}_e^{t_2} \in \mathbb{C}^{NM\times 1}$，且 P_r 是 R的发射功率。向量$\mathbf{w}_c^{t_2} \in \mathbb{C}^{NM\times 1}$ 和$\mathbf{w}_e^{t_2} \in \mathbb{C}^{NM\times 1}$是均值为零、方差为 σ^2的独立同分布复高斯噪声；$\mathbf{H}_{sc}^{t_2} \in \mathbb{C}^{NM\times NM}$、$\mathbf{H}_{rc}^{t_2} \in \mathbb{C}^{NM\times NM}$和$\mathbf{H}_{re}^{t_2} \in \mathbb{C}^{NM\times NM}$ 表示相应的等效延迟-多普勒域信道矩阵。 $\bar{\mathbf{x}}_c \in \mathbb{C}^{NM\times 1}$ 的第$(lN+k)$个归一化元素，对于 $0 \leqslant k \leqslant N-1$ 和$0 \leqslant l \leqslant M-1$而言为 $\bar{x}_c[k,l]$，且向量 $\bar{\mathbf{x}}_e \in \mathbb{C}^{NM\times 1}$ 具有与 $\bar{\mathbf{x}}_c$相似的结构。

估计出 $\mathbf{H}_{rc}^{t_2}\sqrt{P_r}$ 后， $\overline{U_c}$可利用在 t_1 中获得的信号 $\mathbf{x}_e$ ，消除式 (10) 中的干扰项 $\mathbf{H}_{rc}^{t_2}\sqrt{P_r}\mathbf{x}_e$ ，此时 $\mathbf{y}_c^{t_2}$变为 $\mathbf{y}_c^{t_2} = \overline{\mathbf{H}_{sc}^{t_2}}\sqrt{P_s}\bar{\mathbf{x}}_c + \mathbf{w}_c^{t_2}$。此外，$U_c$ 和 U_e 分别使用迫零系数 $\mathbf{E}_{sc}^{t_2} = (\mathbf{H}_{sc}^{t_2 H}\mathbf{H}_{sc}^{t_2})^{-1}\mathbf{H}_{sc}^{t_2 H}$和 $\mathbf{E}_{re}^{t_2} = (\mathbf{H}_{re}^{t_2 H}\mathbf{H}_{re}^{t_2})^{-1}\mathbf{H}_{re}^{t_2 H}$对 $\mathbf{y}_c^{t_2}$ 和 $\mathbf{y}_e^{t_2}$进行均衡。相应的均衡信号 $\tilde{\mathbf{y}}_c^{t_2}$和 $\mathbf{y}_e^{t_2}$可分别表示为 $\tilde{\mathbf{y}}_c^{t_2} = \sqrt{P_s}\bar{\mathbf{x}}_c + \tilde{\mathbf{w}}_c^{t_2}$和 $\tilde{\mathbf{y}}_e^{t_2} = \sqrt{P_r}\mathbf{x}_e + \tilde{\mathbf{w}}_e^{t_2}$，其中，等效噪声向量 $\tilde{\mathbf{w}}_c^{t_2} = \mathbf{E}_{sc}^{t_2}\mathbf{w}_c^{t_2}$和 $\tilde{\mathbf{w}}_e^{t_2} = \mathbf{E}_{re}^{t_2}\mathbf{w}_e^{t_2}$的协方差矩阵分别为 $\mathbf{C}_{\tilde{\mathbf{w}}_c^{t_2}} = \sigma^2(\mathbf{H}_{sc}^{t_2 H}\mathbf{H}_{sc}^{t_2})^{-1}$ 和 $\mathbf{C}_{\tilde{\mathbf{w}}_e^{t_2}} = \sigma^2(\mathbf{H}_{re}^{t_2 H}\mathbf{H}_{re}^{t_2})^{-1}$。类似地，在 t_2 中， U_c 和 U_e 解码 $\bar{\mathbf{x}}_c$ 和 $\mathbf{x}_e$ 的第 k个符号（即 $\bar{\mathbf{x}}_{c,k}$ 和 $\mathbf{x}_{e,k}$）时的信干噪比可表示为

$$\gamma_{c,\bar{\mathbf{x}}_{c,k}}^{t_2} = \frac{\rho_s}{\left[\left(\mathbf{H}_{sc}^{t_2 H}\mathbf{H}_{sc}^{t_2}\right)^{-1}\right]_{k,k}} = \frac{\rho_s MN}{\Theta_{sc}^{t_2}} \tag{12}$$

$$\gamma_{e,\mathbf{x}_{e,k}}^{t_2} = \frac{\rho_r}{\left[\left(\mathbf{H}_{re}^{t_2 H}\mathbf{H}_{re}^{t_2}\right)^{-1}\right]_{k,k}} = \frac{\rho_r MN}{\Theta_{re}^{t_2}} \tag{13}$$

其中 $\Theta_{sc}^{t_2} = \sum_{w=1}^{MN}|\lambda_{sc,w}^{t_2}|^{-2}$, $\Theta_{re}^{t_2} = \sum_{w=1}^{MN}|\lambda_{re,w}^{t_2}|^{-2}$ 和 $\lambda_{sc,w}^{t_2}$ 以及 $\lambda_{re,w}^{t_2}$, $1 \leq w \leq NM$ 分别是 $\mathbf{H}_{sc}^{t_2}$ 和 $\mathbf{H}_{re}^{t_2}$ 的特征值。

IV. 性能分析

本节计算所提出的正交时频空-非正交多址方案在高移动性场景下的中断概率和中断和速率的闭式表达式。

根据 (8)、(9)、(12)、(13) 和 [13]，变量 $\Theta_{\dot{x}}^i$，$i \in \{t_1, t_2\}$, $\dot{x} \in \{sc, sr, re\}$ 是 NM 逆伽马分布变量$|\lambda_{\dot{x},w}^i|^{-2}, 1 \leq w \leq NM$ 的线性组合，这些变量具有 $G_{\dot{x}}^i$ 个不同的值；此处，$|\lambda_{\dot{x},w}^i|^{-2} \sim \mathcal{IG}(1, \Omega_{\dot{x}}^i)$ 和$|\lambda_{\dot{x},w}^i| \sim \mathcal{E}(\frac{1}{\Omega_{\dot{x}}^i})$，其中 $\mathcal{IG}(1, \Omega_{\dot{x}}^i)$ 表示尺度参数为 $\Omega_{\dot{x}}^i$、形状参数为 1 的逆伽马分布，而 $\mathcal{E}(\frac{1}{\Omega_{\dot{x}}^i})$ 表示速率参数为 $\frac{1}{\Omega_{\dot{x}}^i}$ 的指数分布。

特别地，满足 $1 \leq G_{\dot{x}}^i \leq NM$的 $G_{\dot{x}}^i$ 的取值由延迟-多普勒域信道矩阵 $\mathbf{H}_{\dot{x}}^i$的结构特征决定。因此，变量 $\Theta_{\dot{x}}^i$可改写为 $\Theta_{\dot{x}}^i = \sum_{\dot{w}=1}^{G_{\dot{x}}^i} C_{G_{\dot{x}}^i,\dot{w}}|\lambda_{\dot{x},\dot{w}}^i|^{-2}$，其中$C_{G_{\dot{x}}^i,\dot{w}}$、$1 \leq \dot{w} \leq G_{\dot{x}}^i$ 表示第 $\dot{w}$ 个不同$|\lambda_{sc,\dot{w}}^{t_1}|^{-2}$的数量，并满足条件 $\sum_{\dot{w}=1}^{G_{\dot{x}}^i} C_{G_{\dot{x}}^i,\dot{w}} = NM$。

利用 [14, 式（5）和式（12）]，，可以得到 $\Theta_{\dot{x}}^i$ 的特征函数为

$$\bar{\psi}_{\dot{x}}^i(t) = \prod_{\dot{w}=1}^{G_{\dot{x}}^i}\psi\{C_{G_{\dot{x}}^i,\dot{w}}t, \Omega_{\dot{x}}^i\} \tag{14}$$

其中，函数 $\psi\{t,\Omega\}$ $\triangleq$定义为 $\frac{2\sqrt{-jt\Omega}K_1 2\sqrt{-jt\Omega/\Omega}}{\Omega}$，而 $K_1(\cdot)$是第二类修正贝塞尔函数——

函数。为便于分析，我们将下列函数定义为

$$\Phi(z,\mu,I,\bar{\psi}(t)) = 0.5 - \frac{1}{\pi} \times \sum_{i=0}^{I} \mathcal{IM}\Big(\frac{\exp(-j(i+0.5)\mu z)\bar{\psi}\{(i+0.5)\mu\}}{i+0.5}\Big) \tag{15}$$

其中，$\mathcal{IM}(\cdot)$ 表示取虚部的运算。根据上述分析，分别推导出一般情况（即 $1 \le G_{\dot{x}}^{i} \le NM$）和特殊情况（即 $G_{\dot{x}}^{i} = 1$）下的中断概率和中断和速率性能，详述如下。

A. 中断概率

1）一般情况：根据式（8）和式（9），若接收机 U_c 能在 t_1 中通过串行干扰消除（SIC）成功解码 $\mathbf{x}_{c,k}$, $1 \le k \le NM$，则条件 $\log_2(1+\gamma_c^{t_1,\mathbf{x}_{e,k}}) > R_{\mathbf{x}_{e,k}}$ 和 $\log_2(1+\gamma_c^{t_1,\mathbf{x}_{c,k}}) > R_{\mathbf{x}_{c,k}}$ 必须同时成立，其中 $R_{\mathbf{x}_{e,k}}$ 和 $R_{\mathbf{x}_{c,k}}$ 分别表示 $\mathbf{x}_{c,k}$ 和 $\mathbf{x}_{e,k}$ 的目标数据速率。因此，U_c 在 t_1 中解码 $\mathbf{x}_{c,k}$ 的中断概率可写为

$$\begin{aligned} P_{\mathbf{x}_{c,k}}^{out} &= 1 - \Pr(\gamma_{c,\mathbf{x}_{e,k}}^{t_1} > \varphi_{\mathbf{x}_{e,k}}, \gamma_{c,\mathbf{x}_{c,k}}^{t_1} > \varphi_{\mathbf{x}_{c,k}}) \\ &= 1 - \Pr(\Theta_{sc}^{t_1} < \xi_1) \end{aligned} \tag{16}$$

其中 $\xi_1 = \min\left\{ \frac{MN(\alpha_e - \varphi_{\mathbf{x}_{e,k}}\alpha_c)\rho_s}{\varphi_{\mathbf{x}_{e,k}}}, \frac{MN\alpha_c\rho_s}{\varphi_{\mathbf{x}_{c,k}}} \right\}$，$\varphi_{\mathbf{x}_{e,k}} = 2^{2R_{\mathbf{x}_{e,k}}} - 1$ 以及 $\varphi_{\mathbf{x}_{c,k}} = 2^{2R_{\mathbf{x}_{c,k}}} - 1$。利用 (9) 和[14, 式（29）]，可得 $\Theta_{sc}^{t_1}$ 的累积分布函数为 $\Phi(\xi_1, \mu_1, I_1, \bar{\psi}_{sc}^{t_1}(t))$，因此式（16）中的 $P_{\mathbf{x}_{c,k}}^{out}$ 可改写为

$$P_{\mathbf{x}_{c,k}}^{out} = \begin{cases} 1 - \Phi(\xi_1, \mu_1, I_1, \bar{\psi}_{sc}^{t_1}(t)), & \alpha_e/\alpha_c > \varphi_{\mathbf{x}_{e,k}} \\ 1, & \alpha_e/\alpha_c \le \varphi_{\mathbf{x}_{e,k}} \end{cases} \tag{17}$$

其中，μ_1 和 I_1 分别表示步长参数和复杂度-精度权衡参数。请注意，功率分配系数的设置应满足 $\alpha_e/\alpha_c > \varphi_{\mathbf{x}_{e,k}}$ 以成功实施非正交多址。

根据所提方案，用户 U_e 在 R 成功解码 $\mathbf{x}_{e,k}$ 后，尝试在 t_2 中解码 $\mathbf{x}_{e,k}$。换言之，当不等式条件 $\log_2(1+\gamma_r^{t_1}, \mathbf{x}_{e,k}) > R_{\mathbf{x}_{e,k}}$ 和 $\log_2(1+\gamma_e^{t_2,\mathbf{x}_{e,k}}) > R_{\mathbf{x}_{e,k}}$ 均得到满足时，$\mathbf{x}_{e,k}$ 信息传输的非中断事件才会发生。因此，根据(15)和 [14, 式(29)]，$\mathbf{x}_{e,k}$ 在 t_2 中的 U_e 处的中断概率可表示为

$$\begin{aligned} P_{\mathbf{x}_{e,k}}^{out} &= 1 - \Pr(\gamma_{r,\mathbf{x}_{e,k}}^{t_1} > \varphi_{\mathbf{x}_{e,k}}, \gamma_{e,\mathbf{x}_{e,k}}^{t_2} > \varphi_{\mathbf{x}_{e,k}}) \\ &= 1 - \Pr(\Theta_{sr}^{t_1} < \xi_2, \Theta_{re}^{t_2} < \xi_3) \\ &= \begin{cases} 1 - \Phi(\xi_2, \mu_2, I_2, \bar{\psi}_{sr}^{t_1}(t)) \\ \quad \times \Phi(\xi_3, \mu_3, I_3, \bar{\psi}_{re}^{t_2}(t)), & \alpha_e/\alpha_c > \varphi_{\mathbf{x}_{e,k}} \\ 1, & \alpha_e/\alpha_c \le \varphi_{\mathbf{x}_{e,k}} \end{cases} \end{aligned} \tag{18}$$

其中，$\xi_2 = \frac{MN(\alpha_e - \alpha_c\varphi_{\mathbf{x}_{e,k}})\rho_s}{\varphi_{\mathbf{x}_{e,k}}}$，$\xi_3 = MN\rho_r\varphi_{\mathbf{x}_{e,k}}$，$\rho_r = \frac{P_r}{\sigma^2}$ 以及 μ_2 和 μ_3 分别为步长参数，I_2 和 I_3 表示复杂度-精度权衡参数。(18)中的理论结果表明，功率分配系数应满足 $\alpha_e/\alpha_c > \varphi_{\mathbf{x}_{e,k}}$，以便在实际中实施非正交多址。

此外，当条件 $\mathbf{x}_{c,k}$ 满足时，U_c 无法在 t_2 中解码 $\bar{\mathbf{x}}_{c,k}$ 的目标数据速率。类似地，我们可以利用式（12）和式（15）求得 U_c 解码 $\bar{\mathbf{x}}_{c,k}$ 的中断概率，如下：

$$\begin{aligned} P_{\bar{\mathbf{x}}_{c,k}}^{out} &= \Pr(\gamma_{c,\bar{\mathbf{x}}_{c,k}}^{t_2} < \varphi_{\bar{\mathbf{x}}_{c,k}}) \\ &= \Pr(\Theta_{sc}^{t_2} > \xi_4) = 1 - \Phi(\xi_4, \mu_4, I_4, \bar{\psi}_{sc}^{t_2}(t)) \end{aligned} \tag{19}$$

其中，$\xi_4 = \frac{MN\rho_s}{\varphi_{\bar{\mathbf{x}}_{c,k}}}$，$\varphi_{\bar{\mathbf{x}}_{c,k}} = 2^{2R_{\bar{\mathbf{x}}_{c,k}}} - 1$ 和 μ_4 与 I_4 分别为步长参数和复杂度-精度权衡参数。

*2)***特殊情况：** 在此情况下，变量 $\Theta_{\dot{x}}^{i}$ 可表示为 $\Theta_{\dot{x}}^{i} = MN|\lambda_{\dot{x}}^{i}|^{-2}$，其中 $|\lambda_{\dot{x}}^{i}| \sim \mathcal{E}(\frac{1}{\Omega_{\dot{x}}^{i}})$。因此，式（8）和式（9）中的信干噪比可改写为 $\gamma_{\bar{x}}^{t_1}$、$\frac{\alpha_e\rho_s}{\alpha_c\rho_s + |\lambda_{s\bar{x}}^{t_1}|^{-2}}$ $\gamma_{c\ c,k}^{t_1} = \alpha_c\rho_s|\lambda_{sc}^{t_1}|^2$ ^{e,k} =、和 $\mathbf{x}_{\circ}$ 基于 (9)，中断概率可计算为

$$P_{\mathbf{x}_{c,k}}^{out} = \begin{cases} 1 - \exp(-\xi_5/\Omega_{sc}^{t_1}), & \alpha_e/\alpha_c > \varphi_{\mathbf{x}_{e,k}} \\ 1, & \alpha_e/\alpha_c \le \varphi_{\mathbf{x}_{e,k}} \end{cases} \tag{20}$$

where $\xi_5 = \max\left\{ \frac{\varphi_{\mathbf{x}_{e,k}}}{(\alpha_e - \varphi_{\mathbf{x}_{e,k}}\alpha_c)\rho_s}, \frac{\varphi_{\mathbf{x}_{c,k}}}{\alpha_c\rho_s} \right\}$.

类似地，在此情况下，式（12）和式（13）中的信干噪比分别变为 $\gamma_c^{t_2}$、$^{-}{}_{c\ k} =$ $\rho_s|\lambda_{sc}^{t_2}|^2$ $\gamma_{\mathbf{Pout}_k}^{t_2} = \rho_r|\lambda_{re}^{t_2}|^2$ $\mathbf{x}$、和 、$\mathbf{x}$. 因此，中断概率、$_k$ 和 $P_{\bar{\mathbf{x}}_c\ ,k}^{out}$ 可分别表示为

$$P_{\mathbf{x}_{e,k}}^{out} = \begin{cases} 1 - \exp\left(-\frac{\varphi_{\mathbf{x}_{e,k}}}{\rho_r\Omega_{re}^{t_2}}\right) \\ \quad \times \exp\left(-\frac{\varphi_{\mathbf{x}_{e,k}}}{(\alpha_e - \varphi_{\mathbf{x}_{e,k}}\alpha_c)\rho_s\Omega_{sr}^{t_1}}\right), & \alpha_e/\alpha_c > \varphi_{\mathbf{x}_{e,k}} \\ 1, & \alpha_e/\alpha_c \le \varphi_{\mathbf{x}_{e,k}} \end{cases} \tag{21}$$

$$P_{\bar{\mathbf{x}}_{c,k}}^{out} = 1 - \exp\left(-\frac{\varphi_{\bar{\mathbf{x}}_{c,k}}}{\rho_s\Omega_{sc}^{t_2}}\right) \tag{22}$$

B. 中断和速率

中断和速率是表征系统频谱效率的重要指标之一。不失一般性，假设 NM 延迟-多普勒域符号 $\mathbf{x}_{c,k}$, $1 \le k \le NM$ 具有相同的目标数据速率，即 $R_{\mathbf{x}_{c,k}}$，$\mathbf{x}_{e,k}$ 和 $\bar{\mathbf{x}}_{c,k}$ 也具有相同的目标数据速率。因此，所提方案的归一化中断和速率可定义为

$$\begin{aligned} SR = &\frac{1}{2NM}\sum_{k=1}^{NM}\{(1 - P_{\mathbf{x}_{c,k}}^{out})R_{\mathbf{x}_{c,k}} \\ &+ (1 - P_{\mathbf{x}_{e,k}}^{out})R_{\mathbf{x}_{e,k}} + (1 - P_{\bar{\mathbf{x}}_{c,k}}^{out})R_{\bar{\mathbf{x}}_{c,k}}\} \end{aligned} \tag{23}$$

V. 数值结果

本节通过大量蒙特卡洛仿真，评估所提OTFS-NOMA方案在CDRT中的中断概率和中断和速率。具体而言，我们考虑一个载波频率为4 GHz、子信道间隔为3.75 KHz的OTFS-NOMA系统。最大速度为126.56 Km/h时对应的最大多普勒频移为 $v_{\max} = 468.74$ Hz。此外，我们设定 $\Omega_{sc}^{t_1} = \Omega_{sc}^{t_2} = \Omega_{re}^{t_2} = 1$, $\Omega_{sr}^{t_1} = 0.5$和 $P_r/P_s = 0.5$。功率分配系数假设为 $\alpha_e = 0.9$ 和 $\alpha_c = 0.1$。

图2比较了高移动性场景下所提方案（即 Prop.）与基于OTFS的OMA（OTFS-OMA）基准方案的中断概率，其中OTFS-OMA采用四个阶段完成信号 $\mathbf{x}_{c,k}$、$\bar{\mathbf{x}}_{c,k}$ 以及 $\mathbf{x}_{e,k}$、$1 \le k \le MN$ 的传输。

图中显示，解析表达式与相应的仿真结果一致。在不同参数设置下，与OTFS-OMA方案相比，所提方案在 U_c 和 U_e 的 t_2 （即 $\bar{\mathbf{x}}_{c,k}$ 和 $\mathbf{x}_{e,k}$）下实现了更好的中断性能。这是因为OTFS-OMA方案涉及更多阶段，从而对 $\bar{\mathbf{x}}_{c,k}$ 和 $\mathbf{x}_{e,k}$ 提出了更高的解码要求。此外，由于 $\mathbf{x}_{c,k}$ 的中断概率（即 $P^{out}_{\mathbf{x}_{c,k}}$）取决于相应的信道质量以及 $\mathbf{x}_{e,k}$ 和 $\mathbf{x}_{c,k}$ 的目标数据速率，因此，当 $R_{\mathbf{x}_{c,k}}$=1为8 BPCU且 $R_{\mathbf{x}_{e,k}} = R_{\bar{\mathbf{x}}_{c,k}} = 1$ 为BPCU时，所提方案能够获得低于OTFS-OMA的 $P^{out}_{\mathbf{x}_{c,k}}$；而当 $R_{\mathbf{x}_{c,k}} = R_{\mathbf{x}_{e,k}} = 0.6$ 为BPCU且 $R_{\bar{\mathbf{x}}_{c,k}}$=0为0.3 BPCU时，则会出现相反的结果。因此，通过调整目标数据速率，可以保证所提方案中与 $\mathbf{x}_{c,k}$ 相关的中断性能。图3描绘了所提方案、OTFS-OMA和OTFS-nCDRT的归一化中断和速率曲线，其中基准方案OTFS-nCDRT采用 [2] 中的NOMA-nCDRT和OTFS调制，在两个阶段内传输 $\mathbf{x}_{c,k}$ 和 $\mathbf{x}_{e,k}$。图中表明，所提OTFS-NOMA方案在所有方案中获得了最佳的中断和速率，这意味着由于对多用户功率域资源进行非正交复用，所提方案具有较高频谱效率的优势。此外，中断和速率由目标数据速率和中断概率共同决定，并且随着信噪比的增加，中断概率逐渐降低。因此，在高信噪比下，中断和速率具有一个等于所有目标数据速率之和的上限。

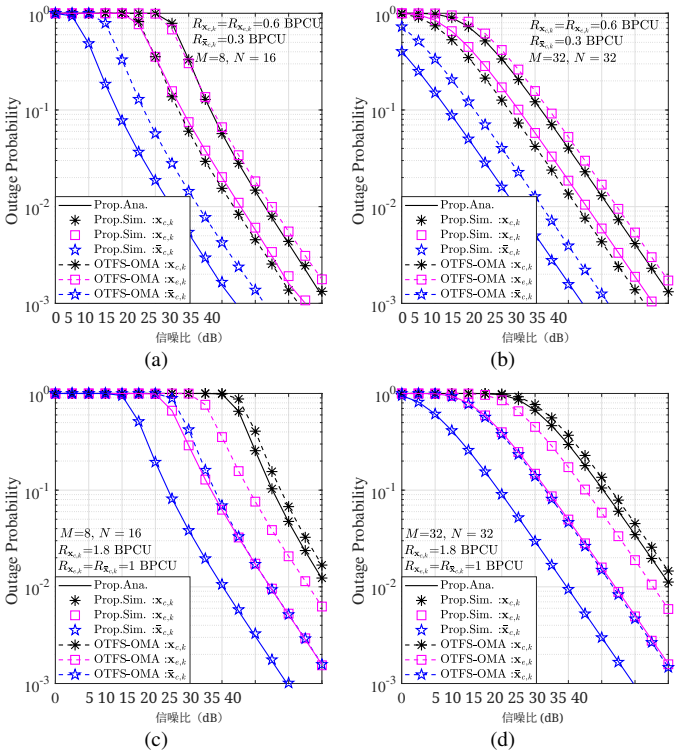

图2. 所提方案与 OTFS-OMA 的中断概率比较。对于 (a) 和 (c)，一般情况为 P^i_{xy}=3 $k^{i,\omega}_{xy}$=[0 1 2] $l^{i,\omega}_{xy}$=[0 . . .]；对于 (b) 和 (d)，特殊情况为 P^i_{xy}=1 $k^{i,\omega}_{xy}$=[1] $l^{i,\omega}_{xy}$=[1 2 3]。

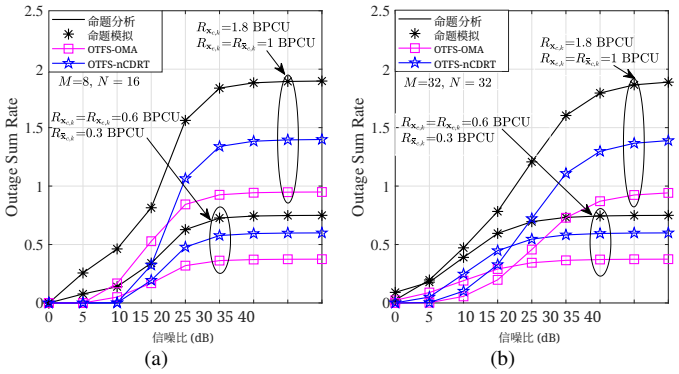

图 3. P^i_{xy}=3 $k^{i,\omega}_{xy}$=[0 1 2] $l^{i,\omega}_{xy}$=[0 2 3] P^i_{xy}=1 $k^{i,\omega}_{xy}$=[1] $l^{i,\omega}_{xy}$=[1] 中断和速率与信噪比的关系：(a) 一般情况为 . . .；(b) 特殊情况为 . . .。

六、结论

本文为具有高速移动用户的CDRT系统提出了一种OTFS-NOMA方案。本文推导了所提方案的中断概率和中断和速率的闭式表达式，以表征系统性能。数值结果验证了理论分析，并表明在远端用户的中断概率方面，所提方案优于OTFS-OMA基准方案。此外，与OTFS-NOMA和OTFS-nCDRT方案相比，所提方案可实现最高的中断和速率。

参考文献

[1] C. Wang 等，“迈向第六代移动通信：愿景、需求、关键技术与试验平台”，*IEEE*通信调查与教程，doi: 10.1109/COMST.2023.3249835。

[2] J.Kim 和 I. Lee，“协同直接以及中继传输，”*IEEE*通信快报，第19卷，第11期，第2037–2040页，2015年11月。[3] M. F. Kader和S. Y. Shin，“使用上行链路非正交多址接入的协作直传与中继传输，”*IEEE*无线通信快报，第7卷，第8期，第400–403页，2018年6月。[4] Y. Xu 等，“Nakagami-m 衰落信道中结合非正交多址接入与网络编码的协作直传与中继传输，”*IEEE*通信汇刊，第 69, 1, 207–222, 2021 卷，第期，第–页，1月。

[5] Y. Xu、J. Cheng、G. Wang和V. C. M. Leung，“非正交多址接入网络的自适应协作直传与中继传输：一种联合下行链路-上行链路方案，”*IEEE*无线通信汇刊，第20卷，第7期，第4328–4346页，2021年7月。[6] T.-H. Vu、T.-V. Nguyen、D. B. da Costa和S. Kim，“具有不完美串行干扰消除和同频干扰的基于底层认知非正交多址接入的协作直传与中继传输网络的性能分析与深度学习设计，”*IEEE*通信汇刊，第69卷，第12期，第8159-8174页，2021年12月。

[7] H. Lei 等，“结合非正交多址接入与物理层网络编码的安全协作直传与中继传输，”*IEEE*通信汇刊，第71卷，第1期，第381-396页，2023年1月。[8] R. Hadani 等，“正交时频空间调制，”载于*IEEE*无线通信与网络会议（*WCNC*）论文集，2017年3月，第1–6页。[9] W. Yuan 等，“一种用于正交时频空间（OTFS）调制的简单变分贝叶斯检测器，”*IEEE*车辆技术汇刊，第69卷，第7期，第7976–7980页，2020年7月。[10] Z. Ding 等，“OTFS-NOMA：利用异构用户移动性特征的高效方法，”*IEEE*通信汇刊，第67卷，第11期，第7950–7965页，2019年11月。[11] H. Wen、W. Yuan、Z. Liu和S. Li，“OTFS-SCMA：用于高移动性信道中大规模连接的下行非正交多址方案，”*IEEE*无线通信汇刊，doi：10.1109/TWC.2023.3236383。[12] Z. Wei、W. Yuan、S. Li、J. Yuan和D. W. K. Ng，“利用稀疏贝叶斯学习对OTFS系统进行离网格信道估计，”*IEEE*无线通信汇刊，第21卷，第9期，第7407–7426页，2022年9月。[13] P. Singh 等，“OTFS迫零接收机的误码率分析，”*IEEE*通信汇刊，第70卷，第4期，第2281–2297页，2022年4月。[14] V. Witkovský，“计算逆伽马变量线性组合的分布，”*Kybernetika*，第37卷，第79–90页，2001年。