

# 基于频率正交时间反演的空间聚焦虚拟覆盖方法研究

聂益芳<sup>1,2,3</sup>, 李方伟<sup>1,2</sup>

- (1. 重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065;  
2. 重庆邮电大学移动通信关键技术重庆市重点实验室, 重庆 400065;  
3. 重庆工商大学环境与资源学院, 重庆 400067)

**摘要:** 针对超密集无线网中的信息泄露和传输覆盖效率问题, 提出了基于频率正交时间反演的虚拟覆盖方法。首先, 以正交子载波区分各信道, 降低相关度; 其次, 进行时间反演, 让各目标信号在目的用户附近空间聚焦; 然后, 研究推导出覆盖范围与信号干扰噪声比理论表达式并进行论证; 最后, 在确保用户覆盖需求的基础上, 无关用户的覆盖范围缩小, 形成了虚拟覆盖。仿真表明, 在不增加功率和天线情况下, 虚拟覆盖增加了接收信号难度, 提升了可靠传输的安全速率和系统容量。

**关键词:** 无线超密集网; 可靠传输; 频率正交时间反演; 虚拟覆盖

中图分类号: TN918.9

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-436x.2019211

## Research on space focusing virtual coverage based on orthogonal frequency time reversal method

NIE Yifang<sup>1,2,3</sup>, LI Fangwei<sup>1,2</sup>

1. School of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts & Telecommunications, Chongqing 400065, China  
2. Chongqing Key Laboratory of Mobile Communications, Chongqing University of Posts & Telecommunications, Chongqing 400065, China  
3. College of Environment and Resources, Chongqing Technology & Business University, Chongqing 400067, China

**Abstract:** To solve the problem of information leakage and coverage efficiency in ultra-dense wireless network, the orthogonal frequency-time reversal virtual coverage scheme was proposed. At first, different wireless reversal channels with lower correlation were distinguished by orthogonal carriers. Next, after time reversal, the space focusing of each target signal was realized around the terminal. Then, theoretical expressions of the signal coverage and the signal-interference-to-noise ratio were derived and proved. Ultimately, the virtual coverage was shaped, meeting the requirements of users. The coverage of unrelated user not belonging to system was reduced. The results show that those unrelated users are difficult to receive the target signal because of virtual coverage. In addition, the system has higher capacity and security rate of reliable transmission without any more power or antennas.

**Key words:** wireless ultra-dense network, reliable transmission, orthogonal frequency time reversal, virtual coverage

### 1 引言

无线毫米波超高频技术<sup>[1]</sup>和超密集组网方式<sup>[2]</sup>的兴起, 对高速率、超宽带、大容量通信提出了更

高要求。特别是在城市密集商业大楼、物联网室内通信区域, 多用户多系统之间的高频无线信号通信, 形成了较为复杂的无线环境<sup>[3]</sup>, 这将导致可自由接入的无线网络之间干扰增强, 也会引起无线信

收稿日期: 2019-02-27; 修回日期: 2019-08-21

通信作者: 李方伟, lifw@cqupt.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61771084, No.61102062, No.61271260); 重庆市教委科学技术基金资助项目 (No.KJQN201800834)

**Foundation Items:** The National Natural Science Foundation of China (No.61771084, No.61102062, No.61271260), Technological Research Project of Chongqing Municipal Education Commission (No.KJQN201800834)

号泄露、信道窃听等问题<sup>[4]</sup>。

在小型复杂网络接入中，若系统使用建立信任度<sup>[5]</sup>的方法来保障传输可靠性，计算复杂度高且会延长处理时延；若系统以辅助人工噪声的方法<sup>[6]</sup>来防止信息泄露，则会以消耗额外功率与引入用户间干扰为代价。在毫米波超高频无线通信中，针对信号衰减快与覆盖范围小的问题，现有研究主要利用大规模天线技术<sup>[7]</sup>来提升信号覆盖效率，然而，这也导致了系统处理复杂度与硬件成本的增加。

近年研究发现，物理学领域的时间反演（TR, time reversal）<sup>[8]</sup>理论，同样适用于无线电波领域<sup>[9]</sup>。在时域上对信号进行逆序操作（等同于频域上相位共轭）的无线 TR 技术，在封闭或者半封闭的条件下，表现出时-空同步聚焦特性<sup>[10]</sup>，可以对散落在多径上的能量信号实现在特定空间能量聚焦。文献<sup>[11]</sup>验证了 TR 技术可适用于无线毫米波通信系统。基于正交频分复用的 TR 方法<sup>[12]</sup>初步验证了 TR 信号能在正交的频率信道传输实现聚焦，研究表明此方法能对抗多径。TR 技术可为无线信息领域带来突破性进展，其作用于无线复杂散射环境中，可实现绿色、超宽带、高可靠通信。TR 物联网绿色通信方法<sup>[11]</sup>发现在接收端信噪比相同的条件下，TR 传输的能量辐射更小。超宽带 TR 单用户传输方案<sup>[13]</sup>研究表明发射信号在接收端能量聚焦，不仅提升了系统容量，还改善了接收端信噪比性能。辅助人工噪声的 TR 传输方案<sup>[6]</sup>（ANTR, artificial noise-time reversal）以增加额外发射功率的形式，有效地防止了非法用户窃听。

在无线传输过程中，若信号被其他无关用户接收，对于通信双方而言，意味着发生了信息泄露；对通信无关用户而言，意味着产生了外来信号干扰。从系统总体资源效率的角度，假设在单个基站无线网络服务地理范围内用户呈现均匀分布，那么该基站能进行无线信号覆盖的地理范围越大，则基站可以接入管理的用户个数越多。根据网络吞吐量与负载之间的关系可知，在系统理论带宽足够大的情况下，随着网络负载的增加，系统实际吞吐量增大。然而，从无线传输安全的角度，在实际的传输覆盖中，只对目的通信用户进行覆盖，不让其他用户接收到信号，或者缩小目的信号覆盖范围，让无关用户难以接收信号，有助于确保无线信号在传输过程中的安全。在无线时间反演传输中，随着系统用户数增加，若大量用户同时聚焦，由于电磁波在空中发生反射、折射、散射等

形式的辐射，会造成干扰增强<sup>[14]</sup>，特别是在同频情况下<sup>[15]</sup>，传输效率会降低，继而导致传输效果不理想。虽然无线时间反演信号能在接收端附近进行聚焦，但是信号在聚焦范围内外能量聚焦强度都较大，而且发送端参数固定后，接收端信号聚焦范围可调控性不强。由于聚焦区域的大小和能量聚焦的强度将影响信号的覆盖范围，因此覆盖范围难以调控，而且信号会在覆盖范围外产生泄露与干扰。在超密集、低时延、终端处理能力有限的网络中，当前需要探索在不增加功耗或天线数目的条件下保障覆盖需求，进而避免信息外泄的无线覆盖方法。

为了保障正常的用户接入与信号覆盖，在超高频无线传输接入中，增大发射功率来保障无线信号覆盖可能会产生信息干扰与泄露问题。此外，上述方法对于不同用户的信号覆盖范围<sup>[16]</sup>相同，并没有对用户进行区分。为解决以上无线信息泄露与传输覆盖效率相关的问题，本文提出了基于正交频率时间反演的空间聚焦虚拟覆盖方法（OFTR, orthogonal frequency-time reversal）。考虑系统工作在无线复杂散射环境中，本文主要贡献如下。

1) 在无线复杂散射环境下，系统为每个通信用户分配正交的子载波，实现频率正交时间反演空间聚焦传输，降低信道相关性，提升系统容量。

2) 探究信号聚焦范围与覆盖范围之间的关系，在不增加天线数目和功率的情况下，通过改变信道特征的方式，来改变无线时间反演信号的聚焦范围，进而调整无关用户信号覆盖范围。

3) 区别对待系统目的用户与无关用户，使系统目的用户与无关用户的信号覆盖范围不同。系统在确保目的用户基本覆盖效率的同时，提升了用户的信号质量；通过降低无关用户的信号覆盖范围和减弱覆盖范围外信号强度，来提升无关用户接入网络的难度；实现了对系统无关用户的信号虚拟覆盖，有效地减少了信息泄露，增加了可靠传输的安全速率。

## 2 覆盖模型

系统工作在无线复杂散射条件下，设定基站可与系统内  $N$  个用户  $\{U_1, \dots, U_N\}$  通信，基站天线数目为  $M$ ，信号发射总功率为  $P$ 。在传输过程中，系统把信号到达角度相似、时延扩展相近的多径信号看成一个路径簇，并将一个路径簇的信号近似看作一条路径的信号。设系统采用相移键控（PSK, phase shift keying）基带调制，基站将相互独立且均值为

0、方差为  $\sigma^2 = \frac{P}{N}$  的信号  $\{X_1, \dots, X_N\}$  以均分发射功率的方式发送给  $N$  个用户，各路用户信号对应子载波为  $\{f_1, \dots, f_N\}$ ，各目的用户接收到的信号为  $\{Y_1, \dots, Y_N\}$ ，分别对应独立同分布的均方根时延扩展  $\{\sigma_1, \dots, \sigma_N\}$ 。在下行传输中，设定系统采样间隔为  $T_s$ ，带宽为  $B = T_s^{-1}$ ，符号持续时长为  $T$ ，则基站第  $m = 1, \dots, M$  根天线与第  $i = 1, \dots, N$  个用户之间的信道响应函数为  $h_{m,i}(t)$ ， $0 \leq t \leq T$ ，对应时域离散形式为  $h_{m,i}[k] = h_{m,i}[kT_s]$ ， $0 \leq k \leq L-1$ ，其是相互独立且均值为 0、方差为  $e^{-\frac{\sigma_i^2 kT_s}{2}}$  的复高斯随机变量<sup>[17]</sup>，系统如图 1 所示。图 1 中， $r_1, r_2, \dots, r_N$  为接收信号， $S_1, S_2, \dots, S_N$  为相关输出。

在无线 OFTR 系统中，由于时间反演信号具有时间与空间同步聚焦特性<sup>[10]</sup>，即电磁波信号在某一特定时间与空间实现聚焦。时间聚焦指信号经过多条路径传输后，不同时延扩展的信号在某一特定时间实现信号汇聚对齐，即出现最大信号功率峰值。空间聚焦指信号经过空间复杂环境中的损耗、角度色散、反射、衍射后，在某一特定空间区域（目的用户端）能量聚焦。系统设定在单个微蜂窝基站无线服务范围内，用户呈现均匀分布，在下行传输中  $U_i, i = 1, \dots, N$  为目的用户， $U_g, g \in N^*$  为测试用户。为测定在目的用户接收端及其附近区域的信号，本文对测试用户  $U_g$  位置点性能进行了分析，以移动  $U_g$  位置点即位置扫描的方式，来获得一定区域各位置点性能。若  $U_g, g = i = 1, \dots, N$ ，则表示测试用

户为目的用户；若  $U_g, g \neq i, g \in N^*$ ，则表示测试用户为无关用户。

### 2.1 目的用户位置点

设基站子载波个数与用户数相等，当系统内有  $N$  个用户同时通信时，初始发射信号在时域表示为

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{c=1}^N X_c e^{j2\pi f_c t}, \quad 0 \leq t \leq T, \quad c = 1, \dots, N \quad (1)$$

其中， $f_c = cT^{-1}, c \in [1, N]$  为工作用户  $U_c$  的子载波频率， $X_c$  为传输符号序列，是均值为 0、方差为  $\sigma^2$  的复随机变量。对于  $c, i = 1, \dots, N$ ，若  $c = i$ ，则  $\int_0^T e^{j2\pi(f_c - f_i)t} dt = T$ ；若  $c \neq i$ ，则  $\int_0^T e^{j2\pi(f_c - f_i)t} dt = 0$ 。对于目的通信用户  $U_i$ ，其接收信号表示为

$$r_i(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{m=1}^M H_{mi,mc}(t) \sum_{c=1}^N X_c e^{j2\pi f_c t} + n_i(t), \quad 0 \leq t \leq 2T, \quad i, c = 1, \dots, N \quad (2)$$

其中， $n_i(t)$  表示高斯白噪声， $M$  为基站天线数目，时间反演信道函数为

$$H_{mi,mc}(t) = h_{m,i}(t) \otimes h_{m,c}(T-t) = \xi_c \int_0^T h_{m,i}(\tau) h_{m,c}(T-t+\tau) d\tau \quad c, i = 1, \dots, N, \quad 0 \leq t \leq 2T \quad (3)$$

其中， $\xi_c = \frac{1}{\sqrt{\kappa}}$  为归一化因子， $\kappa = E \left[ M \int_0^T |h_{m,c}(\tau)|^2 d\tau \right]$ 。

将式(3)代入式(2)后，有

$$r_i(t) = \frac{\xi_c}{\sqrt{T}} \sum_{m=1}^M \int_0^T \sum_{c=1}^N X_c h_{m,i}(\tau) h_{m,c}(T-t+\tau) e^{j2\pi f_c t} d\tau + n_i \quad (4)$$

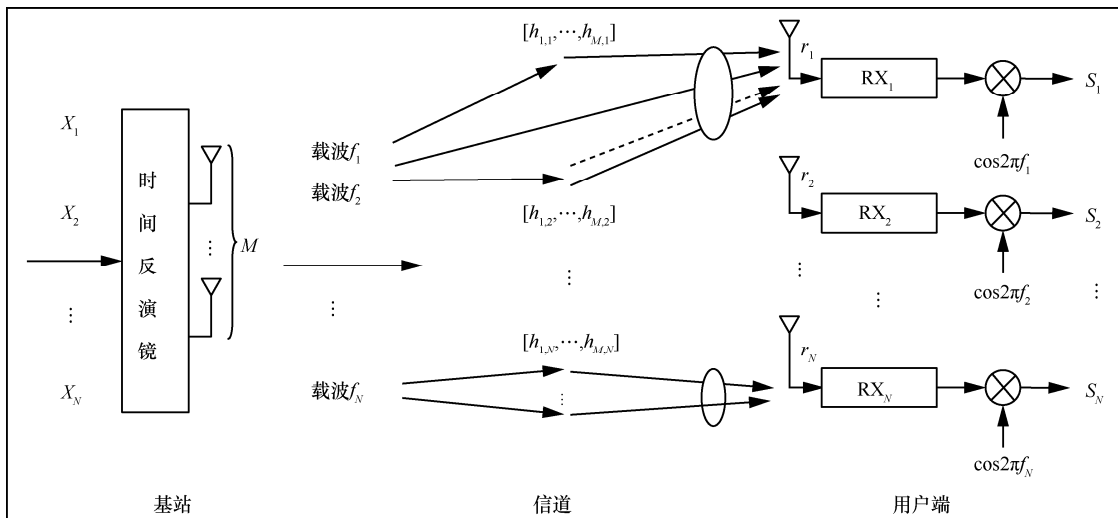


图 1 无线多用户下行覆盖 OFTR 系统

如图 1 所示, 目的用户  $U_i$  接收到信号  $r_i(t)$ , 进行信号相关<sup>[18]</sup>后, 相关输出表示为

$$S_i = \frac{1}{\sqrt{2T}} \int_0^{2T} r_i(t) e^{-j2\pi f_i t} dt \quad (5)$$

或者表示为有效信号与载波干扰的联合表示形式, 如式(6)所示。

$$S_i = \frac{\xi_i}{\sqrt{2T}} \sum_{m=1}^M \int_0^{2T} \int_0^T X_i h_{m,i}(\tau) h_{m,i}(T-t+\tau) \cdot e^{j2\pi(f_i-f_i)t} dtd\tau + \frac{\xi_c}{\sqrt{2T}} \sum_{m=1}^M \int_0^{2T} \int_0^T \sum_{c \neq i, c=1}^N X_c h_{m,i}(\tau) \cdot h_{m,c}(T-t+\tau) e^{j2\pi(f_c-f_i)t} dtd\tau + n_i \quad (6)$$

$$P_{[ICL_i]} = E \left[ \left| \frac{\xi_c}{\sqrt{2T}} \sum_{m=1}^M \int_0^{2T} \int_0^T \sum_{c \neq i, c=1}^N X_c h_{m,i}(\tau) h_{m,c}(T-t+\tau) e^{j2\pi(f_c-f_i)t} dtd\tau \right|^2 \right] = E \left[ \left| \frac{\xi_c T}{\sqrt{2j\pi}} \sum_{m=1}^M \int_0^T \sum_{c \neq i, c=1}^N X_c \frac{h_{m,i}(\tau) h'_{m,c}(\tau)}{c-i} d\tau \right|^2 \right] = \frac{\xi_c^2 T^2}{2\pi^2} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=1}^M \sum_{c \neq i, c=1}^N X_c \frac{h_{m,i}(l) h'_{m,c}(l)}{c-i} \quad (8)$$

由于  $h_{m,i}(l), m \in [1, M], i \in [1, N]$  是相互独立且均值为 0、方差为  $e^{-\frac{kT_s}{\sigma_i}}$  的复高斯随机变量, 再根据泰勒公式和相关函数性质<sup>[18]</sup>, 则式(7)和式(8)可以分别化简为如式(9)和式(10)所示的形式, 推导过程如附录 A 和附录 B 所示。

$$P_{[SIG_{i,i}]} = \sigma^2 \left( \frac{1+e^{-\frac{LT_s}{\sigma_i}}}{1+e^{-\frac{T_s}{\sigma_i}}} + M \frac{1-e^{-\frac{LT_s}{\sigma_i}}}{1-e^{-\frac{T_s}{\sigma_i}}} + 2 \times \frac{e^{-\frac{T_s}{\sigma_i}} \left( 1 - e^{-\frac{(L-1)T_s}{\sigma_i}} \right)}{\left( 1 - e^{-\frac{T_s}{\sigma_i}} \right) \left( 1 + e^{-\frac{T_s}{\sigma_i}} \right)} \right) \quad (9)$$

$$P_{[ICL_i]} = \sum_{c \neq i, c=1}^N \frac{T^2 f_m^2 \sigma^2}{(c-i)^2} \frac{1-e^{-\frac{T_s}{\sigma_c}}}{1-e^{-\frac{LT_s}{\sigma_c}}} \frac{1-e^{-\frac{T_s}{\sigma_i}}}{1-e^{-\frac{LT_s}{\sigma_i}}} \quad (10)$$

## 2.2 非目的用户位置点

在 OFTR 传输中, 设在目的用户  $U_i$  附近区域存在非目的通信用户  $U_g, i \neq g, g \in \mathbf{N}^*$ , 即无关用户。用户  $U_g$  收到基站发送给各用户的信号(含信号  $X_i$ )后, 进行信号相关处理<sup>[18]</sup>, 得到

$$\hat{S}_{i,g} = \frac{\xi_i}{\sqrt{2T}} \sum_{m=1}^M \int_0^{2T} \int_0^T X_i h_{m,g}(\tau) h_{m,i}(T-t+\tau) e^{j2\pi(f_g-f_i)t} dtd\tau + n_i$$

其中,  $f_i, i \in [1, N]$  为目的用户  $U_i$  的子载波, 第一项中  $i=c$ , 表示有效信号  $S_{SIG_{i,i}}$ , 第二项中  $i \neq c$ , 表示载波间干扰  $S_{ICL_i}$ 。  $n_i$  是均值为 0、方差为  $\mu$  的高斯白噪声。为便于计算, 将时间连续信号离散化, 得到目的用户  $U_i$  信号功率与干扰功率分别如式(7)和式(8)所示。

$$P_{[SIG_{i,i}]} = E \left[ \left| \frac{\xi_i}{\sqrt{2T}} \sum_{m=1}^M \int_0^{2T} \int_0^T X_c h_{m,i}(\tau) h_{m,c}(T-t+\tau) e^{j2\pi(f_c-f_i)t} dtd\tau \right|^2 \right] = 2\xi_i^2 \sigma^2 \sum_{s=0}^{2L-2} \sum_{l=0}^{L-1} \left| \sum_{m=1}^M h_{m,i}(l) h_{m,i}(L-1-s+l) \right|^2 \quad (7)$$

$$\frac{\xi_c}{\sqrt{2T}} \sum_{m=1}^M \int_0^{2T} \int_0^T \sum_{c \neq i, c=1}^N X_c h_{m,g}(\tau) \cdot h_{m,c}(T-t+\tau) e^{j2\pi(f_g-f_c)t} dtd\tau + n_i \quad (11)$$

其中,  $c, i \in [1, N]$ 。由于  $U_g$  与  $U_i$  载波频率不同, 则  $f_g \neq f_i$ ,  $U_g$  收到关于  $X_i$  的有效信号与其他信号干扰功率分别为

$$P_{[SIG_{i,g}]} = \left| \frac{\xi_i}{\sqrt{2T}} \sum_{m=1}^M \sum_{l=0, l \neq g}^{L-1} X_i \frac{h_{m,g}(l) h'_{m,i}(l)}{g-i} \right|^2 \quad (12)$$

$$P_{[ICL_{i,g}]} = \frac{\xi_c^2 T^2}{2\pi^2} \sum_{m=1}^M \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{c \neq g, c=1}^N X_g \frac{h_{m,g}(l) h'_{m,c}(l)}{c-g} \quad (13)$$

参考式(9)和式(10)的化简过程, 式(12)和式(13)分别化简为

$$P_{[SIG_{i,g}]} = \frac{T^2 f_m^2 \sigma^2}{|i-g|^2} \frac{1-e^{-\frac{T_s}{\sigma_i}}}{1-e^{-\frac{LT_s}{\sigma_i}}} \frac{1-e^{-\frac{LT_s}{\sigma_g}}}{1-e^{-\frac{T_s}{\sigma_g}}} \quad (14)$$

其中,  $f_m = \frac{v_0 f_i}{c^*}$  为最大多普勒频移,  $c^*$  为光速,  $v_0$  为移动速度。

$$P_{[ICL_{i,g}]} = \sum_{c \neq g, c=1}^N \frac{T^2 f_m^2 \sigma^2}{(c-g)^2} \frac{1-e^{-\frac{T_s}{\sigma_c}}}{1-e^{-\frac{LT_s}{\sigma_c}}} \frac{1-e^{-\frac{T_s}{\sigma_g}}}{1-e^{-\frac{LT_s}{\sigma_g}}} \quad (15)$$

### 3 理论分析论证

以下从信号干扰噪声比、信号覆盖范围、单位功率覆盖效率及系统理论速率 4 个部分，论证和推导理论表达式，并对比分析系统性能。

#### 3.1 信号干扰噪声比

**定义 1** 定义接收信号干扰噪声比 (SINR, signal-interference-to-noise ratio) 为接收信号与干扰和噪声之和的比值，表示为  $\gamma$ 。

在 OFTR 系统中，目的用户  $U_i$  收到  $X_i$  的 SINR 为  $\gamma_{[i,i]} = \frac{P_{[SIG_{i,i}]}}{P_{[ICI_{i,i}]} + \mu}$ ，非目的用户  $U_g$  收到信号  $X_i$  的

SINR 为  $\gamma_{[i,g]} = \frac{P_{[SIG_{i,g}]}}{P_{[ICI_{i,g}]} + \mu}$ 。

在 ANTR 系统中<sup>[6]</sup>， $U_i$  收到信号  $X_i$  的功率为

$$P_{ANTR[SIG_{i,i}]} = P_{[SIG_{i,i}]} \quad (16)$$

与其他用户干扰功率为

$$P_{ANTR[IUI_{i,i}]} = 2\sigma^2(N-1) \left(1 - e^{-\frac{(L+1)T_s}{\sigma_i}}\right) \left(1 - e^{-\frac{2T_s}{\sigma_i}}\right)^{-1} \quad (17)$$

那么， $U_i$  的接收 SINR 为  $\gamma_{ANTR[i,i]} =$

$\frac{P_{ANTR[SIG_{i,i}]}}{P_{ANTR[IUI_{i,i}]} + \mu}$ 。ANTR 中  $U_g$  收到信号  $X_i$  功率与用户干扰功率分别为

$$P_{ANTR[SIG_{i,g}]} = \frac{2\sigma^2}{\left(1 - e^{-T_s\left(\frac{1}{\sigma_i} + \frac{1}{\sigma_g}\right)}\right)} \frac{2\sigma^2 e^{-T_s\left(\frac{L+1}{\sigma_i} + \frac{1}{\sigma_g}\right)} \left(1 - e^{-\frac{T_s}{\sigma_i}}\right) \left(1 - e^{-\frac{LT_s}{\sigma_g}}\right)}{\left(1 - e^{-T_s\left(\frac{1}{\sigma_i} + \frac{1}{\sigma_g}\right)}\right) \left(1 - e^{-\frac{LT_s}{\sigma_i}}\right) \left(1 - e^{-\frac{T_s}{\sigma_g}}\right)} \quad (18)$$

则  $U_g$  收到  $X_i$  信号的 SINR 为  $\gamma_{ANTR[i,g]} =$

$$\frac{P_{ANTR[SIG_{i,g}]} + \mu}{P_{ANTR[IUI_{i,g}]}}$$

**定理 1** 若各无线信道时延独立同分布，当  $N \rightarrow \infty, L > 1, v_0 = 1$  时，若  $i = 1, \pi^2(12c^{*2}(N-1))^{-1} \leq 1$ ,

则  $\gamma_{ANTR[i,i]} \gamma_{[i,i]}^{-1} < 1$ 。

**证明** 当  $i = 1, v_0 = 1, f_i = T^{-1}, f_m = (Tc^*)^{-1}$ 。

$N \rightarrow \infty$  时，有

$$\lim_{N \gg 1} \sum_{c \neq i, c=1}^N (c-i)^{-2} \approx \frac{\pi^2}{6} \quad (19)$$

因时延独立同分布， $\sigma_i = \sigma_c, c, i = 1, \dots, N$ ，则

$P_{[ICI_i]} = \pi^2 \sigma^2 (6c^{*2})^{-1}$ 。当  $L > 1$  时，有

$$\left(1 - e^{-\frac{2T_s}{\sigma_i}}\right) \left(1 - e^{-\frac{(L_{\max}+1)T_s}{\sigma_i}}\right)^{-1} < 1 \quad (20)$$

则  $P_{ANTR[IUI_i]} > 2\sigma^2$  且

$$P_{[ICI_i]} < \pi^2 (12c^{*2}(N-1))^{-1} P_{ANTR[IUI_i]} \quad (21)$$

由于  $0 < \pi^2 (12c^{*2}(N-1))^{-1} \leq 1$  且  $\frac{\sigma^2}{\mu} > 0$ ，根据

式(16)可以得出

$$\gamma_{ANTR[i,i]} \gamma_{[i,i]}^{-1} < \frac{1}{2} + \frac{1 - \pi^2 (12c^{*2}(N-1))^{-1}}{4\sigma^2} < 1 \quad (22)$$

由此可以看出，OFTR 的 SINR 性能更优。

证毕。

#### 3.2 信号覆盖范围

**定义 2** 无线下行链路传输中，若在接收端附近一定地理位置空间区域内用户  $U_g, g \in N^*$  收到基站发出的某目标信号  $X_i$  的功率  $P_R$  大于门限值  $P_{\min}$ ，对应信噪比为  $\rho = 10\lg P_R - 10\lg \mu, \rho_{\min} = 10\lg P_{\min} - 10\lg \mu, \rho > \rho_{\min}$ ，则此类地理空间区域在水平面的映射定义为信号  $X_i$  的覆盖范围。

若信号  $X_i$  为基站发送给  $U_i, i = 1, \dots, N$  的目标信号，在理想且均匀分布的强散射环境中，覆盖范围呈圆形，以基站为参考圆心，半径为  $R$ 。设  $U_g, g \in N^*$  表示测试用户， $U_g$  与基站空间水平面内欧氏距离为  $r, r \in [0, R]$ ，信号  $X_i$  的覆盖范围可表示为

$$C_{[i]} = \frac{1}{\pi R^2} E \left[ \int_0^R \int_0^{2\pi} p r dr d\varphi \right] \quad (23)$$

其中， $p$  为一定位置区域内，测试用户  $U_g$  接收到信号  $X_i$  的功率高于  $P_{\min}$  的概率， $p = p(\eta(P_R - P_{\min}) \geq 0) = 1 - Q\left(\frac{P_R - P_{\min}}{\sqrt{\mu}}\right)$ ， $Q(x)$  为互补累计分布函数。在

ANTR 系统中， $p = p_{ANTR}$ ，覆盖范围为  $C_{ANTR[i]}$ ；

在 OFTR 系统中,  $p = p_0$ , 覆盖范围为  $C_{0[i]}$ 。

**定理 2** 若  $L \gg 1$ , 系统各用户时延均为  $T_s(L-1)$ , 针对目标信号  $X_i$ , 对于 OFTR 与 ANTR 系统中的无关用户  $U_g, g \neq i, g \in N^*$ , 有  $p_0 < p_{ANTR}$ ,  $C_{0[i]} < C_{ANTR[i]}$ ; 对于 OFTR 与 ANTR 系统中的目的用户  $U_g, g = i, g, i = 1, \dots, N$ , 有  $p_0 = p_{ANTR}$ ,  $C_{0[i]} = C_{ANTR[i]}$ 。

**证明** 根据定义 2, 设在信号覆盖范围内, 任意测试用户  $U_g, g \in N^*$  在 OFTR 与 ANTR 系统中接收信号  $X_i, i = 1, \dots, N$  的时延扩展均为  $\sigma_g$ , 在 2 个系统中收到关于  $X_i$  的信号功率分别表示  $P_{of}$  与  $P_{an}$ 。

若  $U_g, g = i = 1, \dots, N$ , 则表示测试用户为目的用户, 有  $P_{of} = P_{[SIG_{i,i}]}$ ,  $P_{an} = P_{ANTR[SIG_{i,i}]} = P_{of}$ , 那么  $p_0 = p_{ANTR}$ ,  $C_{0[i]} = C_{ANTR[i]}$ 。

若  $U_g, g \neq i, g \in N^*$ , 则表示测试用户为无关用户, 有  $P_{of} = P_{[SIG_{i,g}]}$ ,  $P_{an} = 2P_{ANTR[SIG_{i,g}]}$  系统接收功率之差为

$$\Delta = P_{an} - P_{of} = \sigma^2 \Delta \left( \left( 1 - e^{-\frac{T_s}{\sigma_i + \sigma_g}} \right) \left( 1 - e^{-\frac{LT_s}{\sigma_i}} \right) \left( 1 - e^{-\frac{T_s}{\sigma_g}} \right) \right)^{-1} \quad (24)$$

其中, 有

$$\Delta = 2 \left( 1 - e^{-\frac{LT_s}{\sigma_i}} \right) \left( 1 - e^{-\frac{T_s}{\sigma_g}} \right) - \left( 1 - e^{-\frac{T_s}{\sigma_i}} \right) \left( 1 - e^{-\frac{LT_s}{\sigma_g}} \right) \left( 2e^{-\frac{LT_s + T_s}{\sigma_i + \sigma_g}} + \frac{(i+1)^2}{(i-g|c^*)^2} \left( 1 - e^{-\frac{T_s + T_s}{\sigma_i + \sigma_g}} \right) \right) \quad (25)$$

当  $L \gg 1$ ,  $\sigma_i = T_s(L-1)$  时, 有

$$\Delta = 2(1 - e^{-1}) \left( 1 - e^{-\frac{T_s}{\sigma_g}} \right) > 0 \quad (26)$$

那么  $P_{an} > P_{of}$ 。因  $Q(x)$  呈单调递减, 可得  $p_0 < p_{ANTR}$ 。另外, 覆盖范围为  $p$  的增函数, 那么对于无关用户 OFTR 比 ANTR 覆盖范围小,  $C_{0[i]} < C_{ANTR[i]}$ 。

证毕。

### 3.3 系统传输速率

考虑到系统中可能存在窃听用户, 研究将理论安全传输速率<sup>[19]</sup>定义为理论可达速率与理论窃听速率间差值的期望, 表示为

$$Rs = E \left[ \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N Rs(i) \right] = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N E \left[ \text{lb} \left( 1 + \bar{\gamma}_{[i,i]} \right) - \sum_{g \neq i, g=1}^G \text{lb} \left( 1 + \bar{\gamma}_{[i,g]} \right) \right] \quad (27)$$

其中, 系统目的用户数为  $N$ , 窃听用户个数为  $G$ ,  $Rs(i)$  为单个用户  $U_i$  信道的理论安全传输速率,  $Rs$  表示系统理论安全传输速率;  $\bar{\gamma}_{[i,i]}$  为目的用户  $U_i$  接收到信号  $X_i$  的 SINR,  $\bar{\gamma}_{[i,g]}$  为窃听用户  $U_g$  接收到信号  $X_i$  的 SINR。当  $G=0$  时,  $Rs$  表示系统平均理论可达速率; 当  $G=1$  时,  $Rs$  表示存在一个窃听用户的系统理论安全传输速率。系统安全传输速率表示除去窃听速率后, 可以进行可靠传输的平均速率。

#### 3.3.1 系统平均理论可达速率

因系统目的用户均方根时延相同,  $\sigma_1 = \sigma_2 = \dots =$

$\sigma_N$ , 令  $\|h_i\|^2 = E \left[ \int_0^T |h_i(\tau)|^2 d\tau \right] = E \left[ \sum_{k=0}^{L-1} |h_i[k]|^2 \right]$ , 则  $\|h_i\|^2 = \|h_j\|^2, i, j \in [1, N]$ 。若  $G=0, N \gg 1, L \rightarrow \infty$ , 将式(16)和式(17)代入式(27), 可得 ANTR 系统中平均理论可达速率极限为

$$\begin{aligned} \overline{RS}_{ANTR} = & \lim_{L \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \text{lb} \left( 1 + \frac{\frac{P_{[SIG_{i,i}]}}{\sigma^2}}{2(N-1) \left( \|h_i\|^2 + e^{\frac{LT_s}{\sigma_i}} \right) \left( 1 + e^{\frac{T_s}{\sigma_i}} \right)^{-1} + \frac{\mu}{\sigma^2}} \right) = \\ & \lim_{L \rightarrow \infty} \text{lb} \left( 1 + \frac{2e^{\frac{T_s}{\sigma_i}} \left( \|h_i\|^2 - e^{\frac{(L-1)T_s}{\sigma_i}} \right) \left( 1 + e^{\frac{T_s}{\sigma_i}} \right)^{-1} + \frac{1 + e^{\frac{LT_s}{\sigma_i}}}{1 + e^{\frac{T_s}{\sigma_i}}} + M \|h_i\|^2}{2(N-1) \left( \|h_i\|^2 + e^{\frac{LT_s}{\sigma_i}} \right) \left( 1 + e^{\frac{T_s}{\sigma_i}} \right)^{-1} + \frac{\mu}{\sigma^2}} \right) \\ & \rightarrow \text{lb} \left( 1 + \frac{1 + \left( M + (M+2)e^{\frac{T_s}{\sigma_i}} \right) \|h_i\|^2}{\|h_i\|^2 + \left( 1 + e^{\frac{T_s}{\sigma_i}} \right) \mu} \right) \quad (28) \end{aligned}$$

当  $N \gg 1$  时, 式(19)成立, 若  $v_0=1$ , 则

$\frac{i^2 v_0^2 \pi^2}{6c^{*2}} \rightarrow 10^{-17}$ , 因此, 当  $L \rightarrow \infty$  时, OFTR 系统平均理论可达速率极限为

$$\begin{aligned} \overline{Rs}_0 &= \lim_{L \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \text{lb} \left( 1 + \frac{\frac{P_{[\text{SIG}, i]}}{\sigma^2}}{\sum_{c \neq i, c=1}^N \frac{T^2 f_m^2}{(c-i)^2} + \frac{\mu}{\sigma^2}} \right) \\ &= \lim_{L \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \text{lb} \left( 1 + \frac{\frac{e^{-\frac{T_s}{\sigma_i}} \|h_i\|^2}{\frac{T_s}{\sigma_i}} + (M+1) \|h_i\|^2}{\frac{T^2 f_m^2 \pi^2}{6} + \frac{\mu}{\sigma^2}} \right) \\ &\rightarrow \text{lb} \left( 1 + \frac{1 + \left( M + (M+2) e^{-\frac{T_s}{\sigma_i}} \right) \|h_i\|^2}{\left( 1 + e^{-\frac{T_s}{\sigma_i}} \right) \frac{\mu}{\sigma^2}} \right) \end{aligned} \quad (29)$$

因此，当  $G=0$ ， $N \gg 1$ ， $L \rightarrow \infty$  时，对比式(28)与式(29)可知， $\overline{Rs}_0$  理论极限稍大。

### 3.3.2 系统理论安全传输速率

由于各个目的工作用户时延扩展相同，若  $G=1$ ，OFTR 系统理论安全传输速率为

$$\begin{aligned} Rs_0 &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \text{lb} (1 + \gamma_{[i,i]}) - \\ &\frac{1}{N} \sum_{i=1, g \neq i}^N \text{lb} \left( 1 + \frac{\frac{T^2 f_m^2 \|h_g\|^2}{|i-g| \|h_i\|^2}}{\sum_{c \neq g, c=0}^{N-1} \frac{T^2 f_m^2 \|h_i\|^2}{(c-g)^2} + \frac{\mu}{\sigma^2}} \right) \end{aligned} \quad (30)$$

当  $v_0=1$ ， $L \rightarrow \infty$ ， $N \gg 1$ ， $\|h_i\|^2 \leq \|h_g\|^2$  时，根据式(19)，可得理论窃听速率极限为

$$\begin{aligned} Rs'_0 &= \lim_{L \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{i=1, g \neq i}^N \text{lb} \left( 1 + \frac{\frac{\|h_g\|^4 i^2 v_0^2}{c^2}}{\|h_i\|^4 \frac{i^2 v_0^2 \pi^2}{6c^2} + \|h_g\|^2 \|h_i\|^2 \frac{\mu}{\sigma^2}} \right) \geq \\ &\text{lb} \left( 1 + \frac{1}{\frac{\pi^2}{6} + \frac{\mu c^2}{\sigma^2}} \right) \end{aligned} \quad (31)$$

因此，OFTR 系统安全传输速率极限满足

$$\lim_{L \rightarrow \infty} Rs_0 \leq \overline{Rs}_0 - \text{lb} \left( 1 + \frac{1}{\frac{\pi^2}{6} + \frac{\mu c^2}{\sigma^2}} \right) \quad (32)$$

当  $G=1$  时，ANTR 系统的理论安全传输速率为

$$\begin{aligned} Rs_{\text{ANTR}} &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \text{lb} (1 + \gamma_{\text{ANTR}[i,i]}) - \\ &\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \text{lb} \left( 1 + \frac{E}{(N-1)E + \frac{\|h_i\|^2 \mu}{\sigma^2}} \right) \end{aligned} \quad (33)$$

其中，有

$$\begin{aligned} E &= \|h_i h_g\|^2 + \\ &2e^{-\frac{T_s}{\sigma_i}} \left( 1 - e^{-\frac{(L-1)T_s}{\sigma_i}} \right) \|h_i\|^2 - 2e^{-\frac{(L+1)T_s}{\sigma_i}} \left( \|h_g\|^2 - e^{-\frac{(L-1)T_s}{\sigma_i}} \right) \\ &\frac{\left( 1 - e^{-\frac{LT_s}{\sigma_i}} \right) \left( 1 - e^{-\frac{T_s}{\sigma_i} \frac{T_s}{\sigma_g}} \right)}{\left( 1 - e^{-\frac{T_s}{\sigma_i} \frac{T_s}{\sigma_g}} \right)} \end{aligned} \quad (34)$$

其中，窃听用户的时延扩展为  $\sigma_g$ 。当  $\|h_i\|^2 \leq \|h_g\|^2$  时，则  $\sigma_i \leq \sigma_g$  且  $e^{-\frac{T_s}{\sigma_i}} < e^{-\frac{T_s}{\sigma_g}}$ ，那么

$$\begin{aligned} E \geq 1 &= \|h_g\|^4 + \\ &2e^{-\frac{T_s}{\sigma_i}} \|h_i\|^2 \left( 1 - e^{-\frac{(L-1)T_s}{\sigma_i}} \right) - 2 \left( e^{-\frac{(L+1)T_s}{\sigma_i}} \|h_g\|^2 - e^{-\frac{2LT_s}{\sigma_i}} \right) \\ &\frac{\left( 1 - e^{-\frac{LT_s}{\sigma_i}} \right) \left( 1 - e^{-\frac{2T_s}{\sigma_i}} \right)}{\left( 1 - e^{-\frac{2T_s}{\sigma_i}} \right)} \end{aligned} \quad (35)$$

当  $\sigma_i \geq 4T_s$ ， $L \rightarrow \infty$  时，则  $2e^{-\frac{T_s}{\sigma_i}} > \left( 1 - e^{-\frac{2T_s}{\sigma_i}} \right)$ ，

那么，理论窃听速率极限为

$$\begin{aligned} Rs'_{\text{ANTR}} &= \lim_{L \rightarrow \infty} \text{lb} \left( 1 + \frac{1}{(N-1)1 + \frac{\|h_i\|^2 \mu}{\sigma^2}} \right) \geq \\ &\text{lb} \left( 1 + \frac{1}{N-1 + \frac{\mu}{\frac{\sigma^2 \|h_g\|^4}{\|h_i\|^2} + 2\sigma^2}} \right) \end{aligned} \quad (36)$$

因此，ANTR 系统安全传输速率极限满足

$$\lim_{L \rightarrow \infty} Rs_{\text{ANTR}} \leq \overline{Rs}_{\text{ANTR}} - \text{lb} \left( 1 + \frac{1}{N-1 + \frac{\mu}{\frac{\sigma^2 \|h_g\|^4}{\|h_i\|^2} + 2\sigma^2}} \right) \quad (37)$$

### 4 实验测量与分析

为了验证系统性能，仿真初始设定采样周期  $T_s = 0.1 \text{ ns}$ ，带宽为  $B = 10 \text{ GHz}$ ，均方根时延  $\sigma = 255T_s$ ，接收灵敏度  $P_{\min} = -110 \text{ dBm}$ ，基站天线数为  $M$ 。基站以  $1 \text{ W}$  总功率同时向  $N$  个用户以均分功率的方式发射信号，对于工作用户  $U_c, c \in [1, N]$ ，其对应子载波频率为  $f_c = cT^{-1}, c \in [1, N]$ ，以  $T$  为  $2\sigma$  设定保护间隔。实验通过 Matlab 平台进行仿真，考虑用户均匀分布在静态的复杂散射环境下，各用户信号为平坦衰落，以下分别对信号质量、覆盖范围、单位覆盖效率和系统传输速率 4 项指标进行测试。

#### 4.1 信号质量

信号质量的高低程度用信号干扰噪声比来表示，仿真对比 ANTR 和 OFTR 系统的 SINR 性能，得到天线数与用户数对信号质量影响如图 2 所示。从图 2 可知，当天线数目从 2 增加到 8 时，OFTR 和 ANTR 均产生近 5 dB 的增益，且 OFTR 的 SINR 更高；当用户数从 4 增加到 32 时，用户干扰增加，两系统 SINR 均呈现性能下降，但是 OFTR 高于 ANTR。可以得出，OFTR 的信号质量优于 ANTR，这与定理 1 相符。

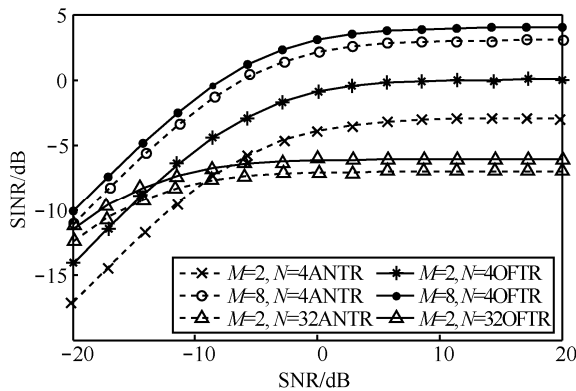


图 2 信号质量与天线和用户数关系

以目的用户  $U_1$  为接收参考零点，当用户数为 64、天线数为 8 时，仿真得到 SINR 指标随着目测试点与参考零点之间距离变化的曲线如图 3 所示。图 3 中横坐标表示测试点与目的接收用户  $U_1$  位置（参考零点）之间水平面方向的欧氏距离。由于毫米波通信中高频信号衰减快，其覆盖范围一般在 100 m 左右，信号衰减仿真曲线如图 4 所示，为贴切实际，图 3(a)中仿真图横坐标取值范围为  $[-15, 15]$ ，图 3(b)中仿真图横坐标取值范围为

$[-100, 100]$ 。图 3 中信号均在横坐标零点附近空间聚焦且 SINR 较高，相比于图 3(b)ANTR 中 SINR 幅值，图 3(a)中 OFTR 系统覆盖范围内的 SINR 幅值更大，信号质量也更高，聚焦范围外 SINR 幅值更小，信号质量更低。在远离横坐标原点处，图 3(b)中采用 ANTR 方式传输，由于存在用户间干扰，出现了锯齿波，而图 3(a)中用户间干扰得到抑制，锯齿波形较少。因此，在相同参数下，OFTR 在聚焦范围内信号质量更高。

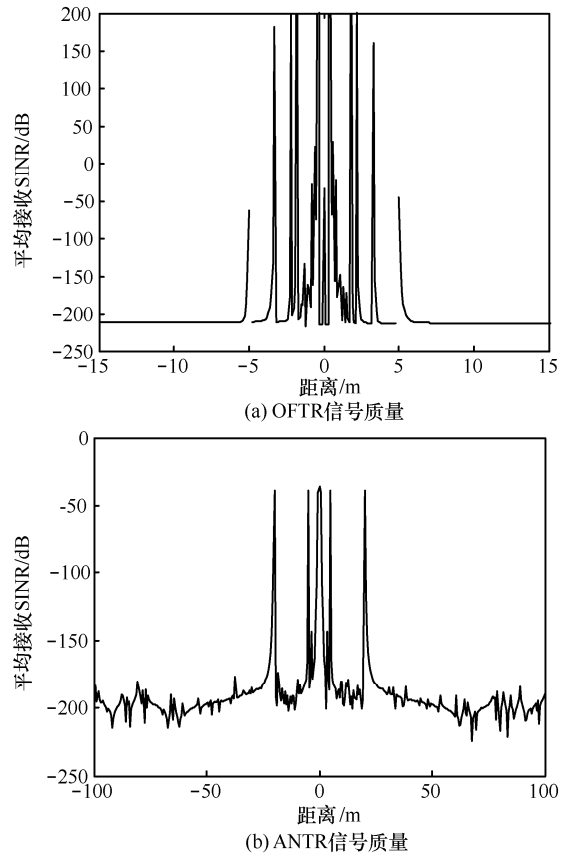


图 3 信号质量随距离变化曲线

#### 4.2 覆盖范围

根据定义 2 可知，接收信号强度以功率幅值的形式表现，会影响信号覆盖范围。对于非 TR 无线覆盖而言，发射信号总功率  $1 \text{ W}$ ，当  $M = 8, N = 32$  时，在不考虑阴影衰落的理想信道条件下，用无线信道统计模型仿真，得到信号衰减曲线如图 4 所示。图 4 中虚线为  $P_{\min} = -110 \text{ dBm}$ 。从图 4 可知，信号发射后，功率峰值随距离增加而衰减，在接收端不存在功率峰值波动和凸起，无空间能量聚焦。因此，若用户在发送和接收方之间区域，不论目的用户还是无关用户均可收到信号并解析，这将导致信息泄露。

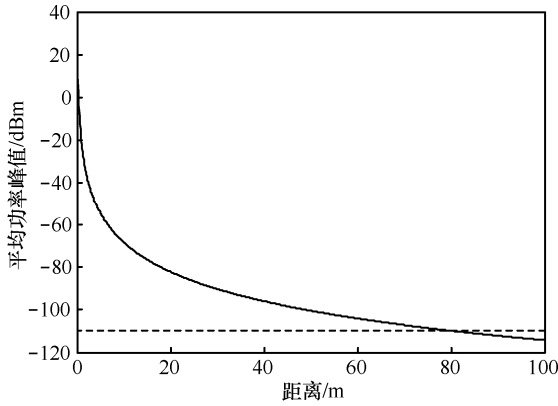


图 4 非 TR 无线覆盖的信号衰减曲线

因无线 OFTR 信号具有时空聚焦特性,会在目标接收端附近形成能量聚焦。为便于直观显示,在图 4 的参数设定条件下,仿真实验分别设定系统用户数为 32 和 64。系统中有  $N$  个工作用户  $U_c(c=1, \dots, N)$ , 分别对应的子载波频率为  $f_c(c=1, \dots, N)$ , 将其中的一个工作用户  $U_i, i \in [1, N]$  作为目的用户进行参考分析, 其他  $N-1$  个工作用户  $U_c(c=1, \dots, i-1, i+1, \dots, N)$  的信号作为干扰。目的用户对应子载波频率为  $f_i$ , 其空间位置点为测量坐标参考零点。目的用户拟接收的目标信号使用载频  $f_i$  发射, 探测接收用户  $U_g(g \in N^*)$  解调频率为  $f_g$ 。在 OFTR 中, 目标信号

以相同发射功率后,对目的用户与无关用户在接收的信号平均功率峰值进行仿真,结果如图 5 所示。

根据定理 2 可知,采用 OFTR 传输后,当  $f_i = f_g$  时,表示系统对目的用户通信,因 OFTR 与 ANTR 的接收平均功率峰值相等,即 OFTR 对目的用户信号覆盖范围与 ANTR 一致,如图 5(a)和图 5(b)所示。当  $f_i \neq f_g$  时,表示 OFTR 对无关用户通信,如图 5(c)和图 5(d)所示。图 5 中横坐标表示目测试点与目的接收用户  $U_i$  位置(目标测量参考零点)之间水平面方向的欧氏距离,仿真图横坐标取值范围为  $[-45, 45]$ 。信号平均功率峰值与目标测量零点距离各子图曲线均显示,在距离为 0 处功率峰值最大,其他区域所对应功率幅值减少,在参考零点附近 5~10 m 范围内出现能量聚集,当用户数增多时,聚焦范围有外扩趋势,在距离参考零点 20 m 处出现了伪聚焦奇点,能量分布曲线趋势相似,表明 OFTR 能实现空间能量聚焦。图 5(a)和图 5(b)中信号功率峰值高于  $P_{\min}$ (图中虚线)部分明显少于图 5(c)和图 5(d)中信号功率峰值高于  $P_{\min}$  部分,即图 5(a)和图 5(b)的信号覆盖范围更小。从图 5(c)和图 5(d)可知,对于系统目的用户,OFTR 实现了全覆盖。

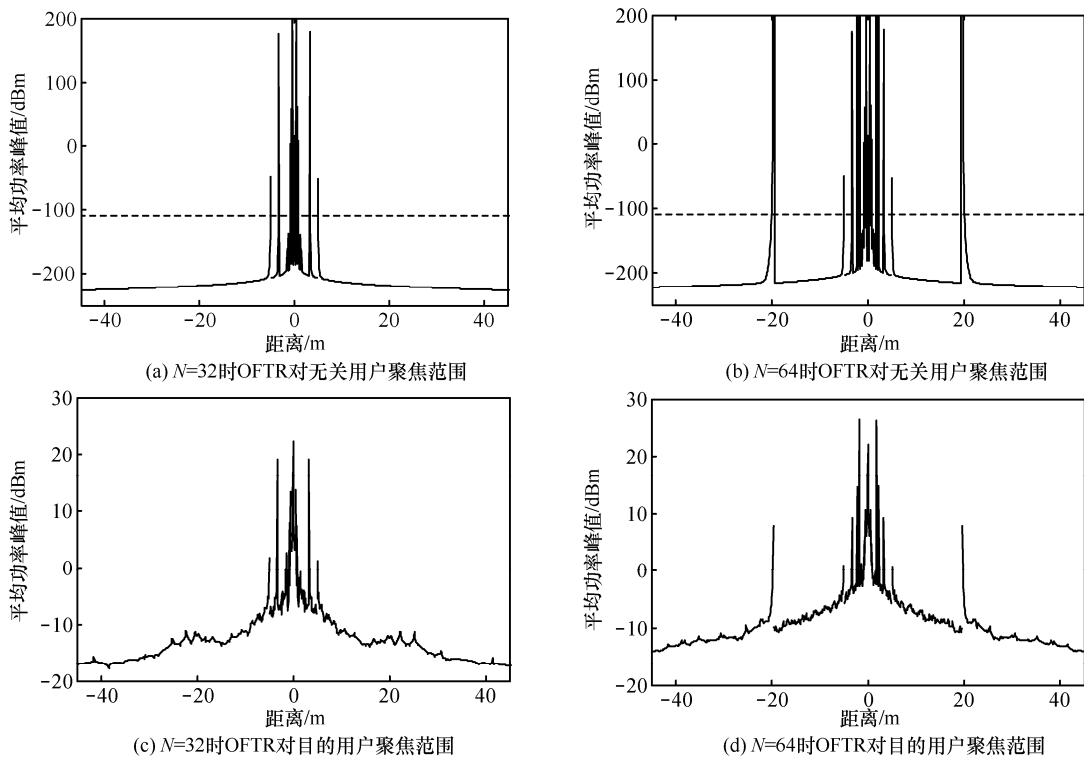


图 5 目的用户与无关用户信号聚焦范围

从以上分析可得，以相同功率发射信号后，OFTR 对系统内用户实现了与 ANTR 一致的全覆盖；对无关用户则覆盖范围缩小，实现了用户分类虚拟覆盖。

### 4.3 单位覆盖效率

为更清晰地反映系统性能，定义信号单位发射功率的覆盖范围为传输覆盖效率。当  $N = 64$ ，时延为  $255T_s$  时，在  $100\text{ m} \times 100\text{ m}$  范围内进行仿真，测试无 TR、ANTR 与 OFTR 对系统目的用户和无关用户几种模式的覆盖效率，如表 1 所示。OFTR 对无关用户的覆盖效率比目的用户低了 48.72%，比无 TR 覆盖模式低了 15.52%。OFTR 对目的用户的覆盖效率与 ANTR 的覆盖效率一致，且在 3 种模式中均为最高。由此可知，OFTR 对无关用户的覆盖效率比目的用户的覆盖效率降低了近 50%。

表 1 不同模式对应的单位覆盖效率

不同模式	覆盖效率
OFTR(对目的用户)、ANTR	98.18%
OFTR(对无关用户)	49.46%
无 TR 覆盖	64.98%

### 4.4 系统传输速率

设定用户数为 8，天线数为 16，均方根时延为  $127T_s$ ，得到传输速率曲线如图 6 所示。理论安全传输速率为理论可达速率与理论窃听速率间差值的期望，表示系统进行可靠传输的速率。

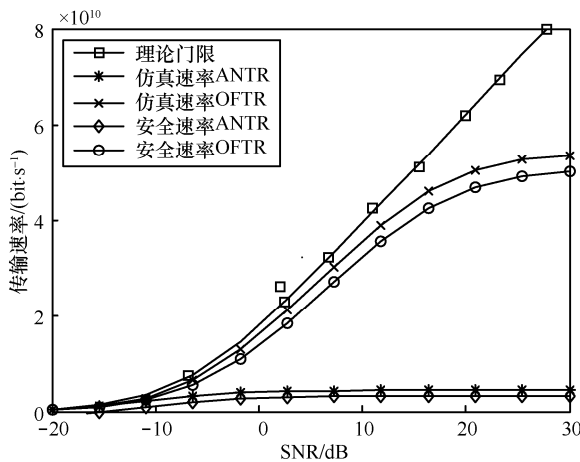


图 6 传输速率曲线

图 6 中“理论门限”为式(29)所示的系统平均可达速率理论门限，“仿真速率”为系统仿真的可达速率，“安全速率”为  $G = 1$  时的安全传输速率仿

真曲线。从图 6 可以看出，OFTR 系统可达速率仿真曲线值高于 ANTR 仿真速率曲线对应值，接近系统平均可达速率理论门限，而且，OFTR 系统的安全传输速率也更高。OFTR 与 ANTR 系统的安全传输仿真速率均比系统仿真可达速率低，这是因为安全传输速率除去了信道窃听速率。从上述分析可知，OFTR 系统平均可达速率更高，可以进行可靠传输的安全传输速率也更高。

## 5 结束语

空间聚焦虚拟覆盖 OFTR 方法采用频率正交时间反演的方式实现无线覆盖，降低了反演信道相关性，增大了系统容量；对系统内目的工作用户覆盖范围比系统外无关用户认为的覆盖范围更大，区别对待系统内外用户，以此实现虚拟覆盖。对于无关用户，系统收缩了时间反演空间聚焦范围；对于目的用户，在不增加系统发射功率、天线数目以及引入其他算法的情况下，系统既能保持对目的用户的覆盖范围不变，增强覆盖范围内用户信号质量，又减少了覆盖范围外信号泄露，增加无关用户在物理源头上进行信号接入的难度，提高了无线传输可靠性。下一步研究可考虑采用非正交多址接入/能量收割等技术进行信号传输，降低码间干扰，进一步提升系统能量、频谱和时间利用率，优化系统传输效能。在无线网络通信的实际应用中，未来研究工作可以根据商业大楼形状、城市规划范围等需要，将无线电磁信号定向、定区域聚焦覆盖，从而保障无线网络服务性能与质量。

## 附录 A 式(7)简化为式(9)的推导过程

由于  $h_{m,i}(l)$  是相互独立且均值为 0 的复高斯变量， $m \in [1, M], i \in [1, N]$ ，则  $E[h_{m,i}(l)] = 0$ ，并且方差为  $D[h_{m,i}[l]] = E[h_{m,i}[l]^2] = e^{-\frac{kt_i}{\sigma_i}}$ ， $E[h_{m,i}[k]^4] = 2e^{-\frac{2kt_i}{\sigma_i}}$  [18]，那么，式(7)可进一步推导为

$$\begin{aligned}
 P_{[SIG,i]} &= \xi_i^2 \sigma^2 \sum_{m=1}^M \sum_{l=0}^{L-1} E[h_{m,i}(l)h_{m,i}(l)]^2 + \\
 &\xi_i^2 \sigma^2 \sum_{s=0, s \neq L-1}^{2L-2} \left| \sum_{m=1}^M \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,i}(l)h_{m,i}(L-1-s+l) \right|^2 = \\
 &\xi_i^2 \sigma^2 \left( D \left[ \sum_{m=1}^M \sum_{l=0}^{L-1} |h_{m,i}[l]|^2 \right] + E^2 \left[ \sum_{m=1}^M \sum_{l=0}^{L-1} |h_{m,i}[l]|^2 \right] \right) + \\
 &\sum_{s=0, s \neq L-1}^{2L-2} \left( D \left[ \sum_{m=1}^M \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,i}[l]h_{m,i}[L-1-s+l] \right] \right) +
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & E^2 \left[ \sum_{m=1}^M \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,i}[l] h_{m,i}[L-1-s+l] \right] \Bigg] = \\
 & \xi_i^2 \sigma^2 \left( \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=1}^M E \left[ |h_{m,i}[l]|^4 \right] + \sum_{l=0}^{L-1} E^2 \left[ \sum_{m=1}^M |h_{m,i}[l]|^2 \right] \right) + \\
 & 2 \sum_{s=0, s \neq L-1}^{L-1} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=1}^M |h_{m,i}^2[l] h_{m,i}^2[L-1-s+l]| \Bigg) \\
 & \xi_i^2 \sigma^2 \left( M \frac{1-e^{-\frac{2LT_i}{\sigma_i}}}{1-e^{-\frac{2T_i}{\sigma_i}}} + M^2 \left( \frac{1-e^{-\frac{LT_i}{\sigma_i}}}{1-e^{-\frac{T_i}{\sigma_i}}} \right)^2 \right) + \\
 & 2M \sum_{s=0}^{L-2} \sum_{l=0}^s e^{-\frac{(L-1-s+l)T_s}{\sigma_i}} e^{-\frac{LT_s}{\sigma_i}} \Bigg) = \\
 & \sigma^2 \left( \frac{1+e^{-\frac{LT_i}{\sigma_i}}}{1+e^{-\frac{T_i}{\sigma_i}}} + M \frac{1-e^{-\frac{LT_i}{\sigma_i}}}{1-e^{-\frac{T_i}{\sigma_i}}} + 2 \frac{e^{-\frac{LT_i}{\sigma_i}} \left( 1-e^{-\frac{(L-1)T_i}{\sigma_i}} \right)}{\left( 1-e^{-\frac{T_i}{\sigma_i}} \right) \left( 1+e^{-\frac{T_i}{\sigma_i}} \right)} \right) \quad (38)
 \end{aligned}$$

推导完毕。

### 附录 B 式(8)简化为式(9)的推导过程

根据文献[18]可知, 信道  $h_i(t)$  与  $h_c(t)$  间互相关函数为  $R_{i,c}(\tau) = E[h_i(t)h_c(t+\tau)] = R_1(\tau)R_2(c-i)$ , 其中  $R_2(c-i) = \beta \left( \beta + \frac{c-i}{T} \right)^{-1}$ ,  $\beta$  为常数,  $R_1(\tau) = J_0(2\pi f_m \tau)$ ,  $R_1(0) = J_0(2\pi f_m \tau)|_{\tau=0} = 1$ ,  $J_0$  为 0 阶贝塞尔函数。

当  $c=i$  时, 相关函数  $R_{i,i}(0) = E[h_i(t)h_i(t)] = R_1(\tau)R_2(0)$ , 则

$$\begin{aligned}
 R_{i,i}''(0) &= E[h_i'(t)h_i'(t)] = R_1''(0) = \\
 & \int_{-f_m}^{f_m} (2\pi f)^2 S(f) df = 2\pi^2 f_m^2 \quad (39)
 \end{aligned}$$

其中,  $f_m = \frac{v_0 f_i}{c^*}$  为最大多普勒频移,  $c^*$  为光速,  $v_0$  为移动速度。由泰勒公式可知

$$\begin{aligned}
 h_{i,c}(T-t+\tau) &= h_{i,c}(T-t_0+\tau) + \\
 (t-t_0)h_{i,c}'(T-t_0+\tau) \Big|_{t_0=T} &= h_{i,c}(\tau) + (t-T)h_{i,c}'(\tau), \\
 0 \leq t \leq 2T & \quad (40)
 \end{aligned}$$

那么式(8)可以化简为

$$\begin{aligned}
 P_{|ICI|} &= \frac{\xi_c^2 T^2 \sigma^2}{2\pi^2} M \sum_{l=0}^{L-1} E \left[ \sum_{\substack{c \neq i, v \neq l, \\ c=0, v=0}}^{N-1} \sum_{v=0}^{N-1} \frac{h_{m,i}(l)h'_{m,c}(l)h_{m,i}(l)h'_{m,v}(l)}{(c-i)(v-i)} + \right. \\
 & \left. \sum_{c \neq i, c=0}^{N-1} \frac{h_{m,i}(l)h'_{m,c}(l)h_{m,i}(l)h'_{m,c}(l)}{(c-i)^2} \right] = \\
 & \frac{\xi_c^2 T^2 \sigma^2}{2\pi^2} M \sum_{l=0}^{L-1} E \left[ \sum_{c \neq i, c=0}^{N-1} \frac{h_{m,i}(l)h'_{m,c}(l)h_{m,i}(l)h'_{m,c}(l)}{(c-i)^2} \right] =
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \frac{\xi_c^2 T^2 \sigma^2}{2\pi^2} M \sum_{l=0}^{L-1} E[h_{m,i}(l)h_{m,i}(l)] \sum_{c \neq i, c=0}^{N-1} \frac{E[h'_{m,c}(l)h'_{m,c}(l)]}{(c-i)^2} = \\
 & \frac{\xi_c^2 T^2 \sigma^2}{2\pi^2} M \frac{1-e^{-\frac{LT_i}{\sigma_i}}}{1-e^{-\frac{T_i}{\sigma_i}}} \sum_{c \neq i, c=0}^{N-1} \frac{1}{(c-i)^2} 2\pi^2 f_m^2 = \\
 & \sum_{c \neq i, c=1}^N \frac{T^2 f_m^2 \sigma^2}{(c-i)^2} \frac{1-e^{-\frac{LT_i}{\sigma_i}}}{1-e^{-\frac{T_i}{\sigma_i}}} \frac{1-e^{-\frac{LT_i}{\sigma_i}}}{1-e^{-\frac{T_i}{\sigma_i}}} \quad (41)
 \end{aligned}$$

推导完毕。

### 参考文献:

- [1] CHEM J X, LIN W Q, YAN P P, et al. Design of mm-wave transmitter and receiver for 5G [C]//10th Global Symposium on Millimeter-Waves. IEEE, 2017: 92-32.
  - [2] GAO M J, LI J, JAYAKODY D N, et al. A super base station architecture for future ultra-dense cellular networks: toward low latency and high energy efficiency [J]. IEEE Communications Magazine, 2018, 56(6): 35-41.
  - [3] LI X, TAFLOVE A, BACKMAN V. Modified FDTD near-to-far-field transformation for improved backscattering calculation of strongly forward-scattering objects [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2005(4): 35-38.
  - [4] GUPTA K K, SHUKLA S. Internet of things: security challenges for next generation networks [C]//International Conference on Innovation and Challenges in Cyber Security. IEEE, 2016: 315-318.
  - [5] WU D P, SI S S, WU S E, et al. Dynamic trust relationships aware data privacy protection in mobile crowd-sensing [J]. IEEE Internet of Things Journal, 2018, 5(4): 2958-2970.
  - [6] XU Q, REN P Y, DU Q H, et al. Security-aware waveform and artificial noise design for time-reversal based transmission [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(6): 5486-5490.
  - [7] SIVAKRISHNA S, YARRABOTHU R S. Design and simulation of 5G massive MIMO kernel algorithm on SIMD vector processor[C]//Signal Processing and Communication Engineering Systems. IEEE, 2018: 53-57.
  - [8] LEROSEY G, ROSNY J D, TOURIN A, et al. Focusing beyond the diffraction limit with far-field time reversal [J]. Science, 2007(315): 1120-1122.
  - [9] CANDY V J, CHAMBERS H D, GUIDRY B L, et al. Multi-channel time-reversal receivers for multi and implementations: 7463690 [P]. 2008-12-09.
  - [10] 张冉. 时间反演超分辨率聚焦的建模和实现研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2017.
- ZHANG R. Study on modeling and implementation of time reversal super-resolution focusing[D]. Chengdu: University of Electronic Sci-

ence and Technology of China, 2017.

- [11] CHEN Y, HAN F, YANG Y H, et al. Time-reversal wireless paradigm for green internet of things: an overview [J]. IEEE Internet of Things Journal, 2014, 1(1): 81-98.
- [12] CHEN Z X, ZHAO Y F, ZHAO D S. Multipath effects on time reversal OFDM communications between wireless sensors [C]//11th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory. IEEE, 2016: 376-379.
- [13] DEZFOOLIYAN A, WEINER A M. Spatiotemporal focusing of phase compensation and time reversal in ultra wideband systems with limited rate feedback [J]. IEEE transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(4): 1998-2006.
- [14] KIDA Y, DEGUCHI M, SHIMURA T. The effects of interferences on time reversal MIMO: an evaluation of multipath and co-channel interference [C]//IEEE Kobe Techno-Oceans. IEEE, 2018: 1-5.
- [15] YANG Y H, LIU K J R. Waveform design with interference pre-cancellation beyond time-reversal systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(5): 3643-3654.
- [16] SMIMOV N I, EREMICHEV V I, SYRENOVA L A. Increase in the efficiency of the coverage area in the cellular communication systems [C]//Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications. IEEE, 2017: 1-4.
- [17] CHEN Y, WANG B B, HAN Y, et al. Why time reversal for future 5G wireless? [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2016, 33(2): 17-26.
- [18] PROAKIS J G, SALEHI M. Digital communications [M]. 5th ed. New York: McGraw-Hill Higher Education Press, 2008: 885-890.
- [19] HAN F, YANG Y H, WANG B B, et al. Time-reversal division multiple access over multi-path channels [J]. IEEE Transactions on Communications, 2012, 60(7): 1953-1965.

#### [作者简介]



聂益芳（1990—），女，重庆人，重庆邮电大学博士生，主要研究方向为无线网络安全、网络态势感知、无线传输理论与技术。



李方伟（1960—），男，重庆人，博士，重庆邮电大学教授、博士生导师，主要研究方向为电磁场与电磁波、无线网络安全、无线传输理论与技术。