直线隧道环境中的反向散射辅助高速铁路通信：标签数量与相位控制的影响

Yunping Mu、Gongpu Wang（IEEE 会员）、Ruisi He（IEEE 高级会员）、Theodoros A. Tsiftsis（IEEE 高级会员）、Saman Atapattu（IEEE 高级会员）和 Chintha Tellambura（IEEE 会士）

arXiv:2601.02225v1 [eess.SP] 5 Jan 2026

摘要——反向散射通信是一种很有前景的技术，可增强直线隧道环境中接收机接收到的信号强度。然而，标签数量及其相位调整对系统性能的影响仍是一个具有挑战性的问题。因此，本文研究了直线隧道中多标签反向散射辅助通信的信道增益。具体而言，我们采用高斯近似和伽马近似推导出便于处理的表达式，并分别在可调相位和随机相位假设下，求得反向散射链路增益大于直达链路增益的概率。仿真结果表明，与随机相位情况相比，相位可调标签可显著提升反向散射链路的信道增益。此外，有效的标签部署模式所能采用的标签数量存在上限。这些见解为隧道环境中反向散射通信系统的高效设计提供了有价值的指导。

索引词——近似方法、反向散射辅助、高速铁路、相位控制、直隧道场景和标签数量。

I. 引言

HIGH-SPEED 铁路（HSR）凭借其高速和便捷性，日益成为人们青睐的交通方式。这一转变也提升了乘客对无线信息服务的需求。

近年来，隧道在高速铁路环境中所占比例显著增加。然而，隧道内的无线通信面临三大主要挑战。首先，高速铁路列车的运行速度可达 350 km/h，而基站的覆盖半径约为 1 km。因此，列车快速移动会引发多普勒效应和频繁的小区切换，从而降低通信质量。其次，隧道内部空间狭窄封闭，且内壁粗糙，导致无线信号会发生更多反射、衍射和散射，导致严重的信号衰减。此外，一节高速铁路车厢内有 $60-100$ 人，每节车厢内乘客所需的数据速率约为 37.5 Mbps。上述因素给高速铁路隧道场景中的无线通信带来了重大挑战 [1]–[3]。

目前，隧道中的无线覆盖解决方案包括漏泄同轴电缆、漏泄波导以及特定类型的天线。其中，定制天线可以安装在短隧道的两端或长隧道内部 [4]。与另外两种方法相比，专用天线具有显著优势，包括安装简便、维护省力以及资本支出较低，因此成为本文的主要研究对象。

反向散射通信已成为物联网（IoT）领域一项变革性技术[5], [6], ，可为无线传感器提供无电池运行能力，并显著降低成本。由于具备零功耗、硬件需求极低、维护开销小、易于部署且扩展灵活等独特优势，将其与蜂窝网络集成已引起学术界的广泛关注 [7], [8]。值得注意的是，反向散射技术已被引入高速铁路（HSR），并命名为反向散射辅助无线传输（BAWT） [9]。

在 [10], 中，已采用反向散射技术来增强直线隧道中特定天线的覆盖范围。然而，单个标签的辅助效果仍然有限，因此需要部署多个标签以获得更好的性能。标签数量以及标签相位是否可调至关重要，这也促使我们开展本研究。本文研究反向散射链路的信道增益超过直达链路信道增益的概率，并采用高斯概率密度函数和伽马概率密度函数（PDFs）对该概率进行近似分析。基于上述度量，可选择合适的标签数量和相位控制策略，以确保通信链路具有较高质量。

II. 系统模型

本文考虑将 N 标签部署在隧道天花板上，如图1所示。发射天线（Tx）安装在隧道入口中央，距地面 H_t；接收天线（Rx）安装在列车顶部，距地面 H_r [11], [12]。值得注意的是， $H_t > H_r$，隧道尺寸为高 H、长 L、宽 W。Tx与Rx之间的水平距离为 L_1（n）。为了实现

本研究得到北京市自然科学基金（编号：L224008）和中国自然科学基金（编号：U22B2004）的资助。T. A. Tsiftsis 的工作由 NEURONAS 项目资助。NEURONAS 研究项目在 H.F.R.I.“第三轮支持教职人员和研究人员科研项目征集”框架下实施（H.F.R.I. 项目编号：25726）。

Y. Mu 和 G. Wang 就职于高速铁路网络管理技术教育部工程研究中心、北京交通大学计算机与信息技术学院，中国北京 100044。电子邮箱：myp0530@163.com，gpwang@bjtu.edu.cn。

R. He 就职于轨道交通控制与安全国家重点实验室、北京交通大学，中国北京 100044。电子邮箱：ruisi.he@ieee.org。

T. A. Tsiftsis 就职于信息学与电信系 -，色萨利大学，拉米亚 35100，希腊。电子邮箱：tsiftsis@uth.gr。

S. Atapattu 就职于工程学院、皇家墨尔本理工大学，墨尔本，维多利亚州，澳大利亚。电子邮箱：saman.atapattu@rmit.edu.au。

C. Tellambura 任职于加拿大埃德蒙顿 AB T6G1H9 阿尔伯塔大学电气与计算机工程系。电子邮箱：chintha@ece.ualberta.ca。

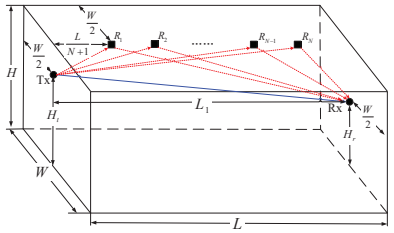


图1. 直隧道场景下的反向散射辅助无线通信系统。

更好的覆盖和无缝连接，我们在整个隧道内布置标签，将其沿列车行驶方向安装在天花板上。在建模中，我们考虑Tx与Rx之间的直达信道，以及经由每个标签的单次反向散射信道[1]。标签之间不存在相互作用，且无线信道呈现时变特性[2]。

令 $h(t)$、 $f_i(t)$ 和 $g_i(t)$ 分别表示从发射端到接收端、从发射端到第 i（$i \in \{1,2,...,N\}$）个标签以及从第 i 个标签到接收端的信道系数，相应的距离分别为 $d_h(t)$、 $d_{fi}(t)$ 和 $d_{gi}(t)$。其中，

$$d_h^2(t) = \|H_t - H_r\|^2 + L_1^2(t), \quad d_{fi}^2(t) = \|H - H_r\|^2 + L_1^2(t), \quad d_{gi}^2(t) = \|H_t - (H - \tfrac{iL}{N+1})\|^2 + \|(H - \tfrac{iL}{N+1}) - H_r\|^2$$

假设所有小尺度衰落信道系数均相互独立且服从独立同分布的零均值、单位方差复高斯变量，即 $h(t)$ $f_i(t)$ $g_i(t) \sim \mathcal{CN}(0,1)$。

在该系统中，发射端以载波频率 f_1和初始相位 θ_1发送信号 $s(n)$。接收端接收到的信号可表示为

$$\tilde{y}(t) = \eta \left(\sum_{i=1}^{N} \frac{g_i(t) f_i(t) e^{j\left(2\pi f_D^{(i)} t + \phi_i\right)}}{\sqrt{d_{g_i}^{\alpha}(t) d_{f_i}^{\alpha}(t)}} \right) s(t)x(t)e^{j(2\pi f_1 t + \theta_1)} + \frac{h(t)e^{j2\pi f_d t}}{\sqrt{d_h^{\alpha}(t)}} s(t)e^{j(2\pi f_1 t + \theta_1)} + w_1(t), \tag{1}$$

其中， $\eta \in (0,1]$ 为无源标签的衰减因子， α 为大尺度路径损耗因子， $x(t) \in \{-1,1\}$ 为无源标签的二进制数据信号， $w_1(t)$表示方差为 σ_{w1}^2的零均值复加性白高斯噪声， ϕ_i i f_d 为第 th 个标签引入的相移， $f_D^{(i)}$ 和 分别是第 i 个回散信道和直达信道的多普勒频移。

[1]所选信道模型得到了隧道环境下实测传播特性的支持。在此类环境中，视距分量通常贡献超过一半的接收功率，而主要的单次反射则额外贡献 20-30%。这两个分量合计占提取出的路径能量的 90% 以上 [13]。此外， [2] 中的时空分析表明，信道的时间相关特性主要由视距分量和一阶反射决定，而高阶散射主要形成低功率漫散射分量。因此，聚焦于视距分量和单次反射项，既能捕捉主要传播机制并保持物理真实性，又能使模型在性能分析中保持足够的可处理性。

[2]标签间反射路径会经历双次反射衰减，因此与单次反射回散链路相比可以忽略。此外，在所考虑的部署方案中，隧道顶部相邻标签之间的物理间距约为 $\lambda/2$ 或更大，而列车的高速运动会导致时间相位快速去相关。这些因素共同确保了不同标签对应的回散信道在统计上相互独立 [14]。

定义接收端生成的本地载波信号，其载波频率为 f_2 ，初始相位为 θ_2。理想情况下，这两个量分别与 f_1 和 θ_1 相同。然而，在实际应用中，通常会存在一定的载波频率偏移（CFO）和相位误差。因此，接收端将接收信号 $y_1(t)$ 解调为基带信号，如下所示

$$\begin{aligned} y(t) &= \tilde{y}(t)e^{-j(2\pi f_2 t + \theta_2)} \\ &= \eta \left(\sum_{i=1}^{N} \frac{g_i(t) f_i(t) e^{j\left(2\pi f_D^{(i)} t + \phi_i\right)}}{\sqrt{d_{g_i}^{\alpha}(t) d_{f_i}^{\alpha}(t)}} \right) s(t)x(t)e^{j(2\pi \Delta_f t + \Delta_\theta)} \\ &\quad + \frac{h(t)e^{j2\pi f_d t}}{\sqrt{d_h^{\alpha}(t)}} s(t)e^{j(2\pi \Delta_f t + \Delta_\theta)} + w_2(t), \end{aligned} \tag{2}$$

其中， $\Delta_f = f_1 - f_2$ 表示载波频率偏移， $\Delta_\theta = \theta_1 - \theta_2$ 表示相位误差， $w_2(t)$表示均值为零、方差为 σ_{w2}^2的加性复高斯噪声。

假设采样周期为$T_s = \frac{1}{f_s}$，采样点为 $t = nT_s$，则可得

$$\begin{aligned} y(n) &= y(t)\,|_{t=nT_s} \\ &= \eta \left(\sum_{i=1}^{N} \frac{g_i(n) f_i(n) e^{j\left(2\pi \varepsilon_D^{(i)} n + \phi_i\right)}}{\sqrt{d_{g_i}^{\alpha}(n) d_{f_i}^{\alpha}(n)}} \right) s(n)x(n)e^{j(2\pi \varepsilon_f n + \Delta_\theta)} \\ &\quad + \frac{h(n)e^{j2\pi \varepsilon_d n}}{\sqrt{d_h^{\alpha}(n)}} s(n)e^{j(2\pi \varepsilon_f n + \Delta_\theta)} + w_2(n), \end{aligned} \tag{3}$$

其中， $\varepsilon_D^{(i)} = \frac{f_D^{(i)}}{f_s}$、 $\varepsilon_d = \frac{f_d}{f_s}$和$\varepsilon_f = \frac{\Delta_f}{f_s}$分别表示第 i 个反向散射信道的归一化多普勒频移、直达信道的归一化多普勒频移和归一化载波频率偏移。

III. 性能分析

首先，我们假设已通过导频辅助完成主导载波频偏和多普勒频移 [15], [16] 的估计与补偿。然后，将剩余的残余相位明确建模为公共分量 $\Psi(n)$ 与每条反向散射链路中的残余扰动 $\delta_i(n)$ 之和。因此，(3) 可重写为

$$y(n) = \eta \sum_{i=1}^{N} \frac{g_i(n) f_i(n) s(n) x(n) e^{j(\Psi(n) + \phi_i + \delta_i(n))}}{\sqrt{d_{g_i}^{\alpha}(n) d_{f_i}^{\alpha}(n)}} + \frac{h(n)s(n)e^{j\Psi(n)}}{\sqrt{d_h^{\alpha}(n)}} + w_2(n), \tag{4}$$

其中， ϕ_i 可以进行有意控制，也可以是随机的。

我们定义度量

$$P(N) = \Pr\left(|\eta A_r|^2 \geq |A_0|^2\right), i = 1, \ldots, N \tag{5}$$

为简洁起见，省略所有参数中的索引 n ，并在两种不同的相位假设下定义 $A_r \triangleq e^{j\Psi} \sum_{i=1}^{N} \frac{g_i f_i e^{j(\phi_i + \delta_i)}}{\sqrt{d_{g_i}^{\alpha} d_{f_i}^{\alpha}}}$、 $A_0 \triangleq \frac{h e^{j\Psi}}{\sqrt{d_h^{\alpha}}}$:

- 可调标签相位： ϕ_i 可通过智能反向散射控制等方式进行设置，以最大化相干和。

• 随机标签相位： ϕ_i 独立同分布（i.i.d.$\sim \mathcal{U}[0,2\pi)$）。

由于公共因子 $e^{j\Psi}$ 在 (5) 的不等式中相互抵消，因此不会影响判决度量的统计特性，所以下文分析中我们使用 $A_r \triangleq \sum_{i=1}^{N} \frac{g_i f_i e^{j(\phi_i+\delta_i)}}{\sqrt{d_{g_i}^{\alpha} d_{f_i}^{\alpha}}}$, $A_0 \triangleq \frac{h}{\sqrt{d_h^{\alpha}}}$。

A. 可调标签相位

在本小节中，我们首先考虑一种理想化基准情形：在信道相干时间内，可以估计每个反向散射信道的有效相位，并据此调整标签相位以实现相干合并。在这种情况下，最优相位控制为 $\phi_i = -\arg(g_i f_i) \pmod{2\pi}$，从而使所有反向散射分量在接收端进行相长叠加。该情形代表可实现的最大增益，因此可作为性能上界进行比较。

由于当z_1时 $\Pr\left(a^2|z_1|^2 \geq b^2|z_2|^2\right) = \Pr\left(a|z_1| \geq b|z_2|\right)$，$z_2 \in \mathbb{C}$且 $a, b \in \mathbb{R}^+$。应用最优相位控制后，我们进一步将 (5) 改写为

$$P(N) = \Pr\Big(\eta \left| \sum_{i=1}^{N} \frac{|g_i||f_i|}{\sqrt{d_{g_i}^{\alpha} d_{f_i}^{\alpha}}} e^{j\delta_i} \right| \geq \frac{|h|}{\sqrt{d_h^{\alpha}}}\Big). \tag{6}$$

通过定义变量 $G_a \triangleq \sum_{i=1}^{N} a_i e^{j\delta_i}$、 $a_i \triangleq \frac{|g_i||f_i|}{c_i}$、$c_i \triangleq \sqrt{d_{g_i}^{\alpha} d_{f_i}^{\alpha}}$ 和 $G_b \triangleq |h|$，我们可以将 (6) 简化为

$$P(N) = \Pr\left(G_b \leq c_0 |G_a|\right), \tag{7}$$

其中 $c_0 = d_h^{\frac{\alpha}{2}} \eta$。然后，我们可以将 (7) 计算为 $P(N) = \int_0^{\infty} f_{|Ga|}(y) \int_0^{c_0 y} f_{Gb}(x) dx dy$，其中 $f_{|G_a|}(\cdot)$ 是 $|G_a|$ 的概率密度函数（PDF）， $f_{G_b}(\cdot)$ 是 G_b 的 PDF，且 $P(N)$ 成立，因为 $|G_a|$ 和 G_b 相互独立。由于 G_b 服从瑞利分布，其 PDF 为 $f_{G_b}(x) = 2xe^{-x^2}$，因此 $x \geq 0$、 $P(N)$ 可以直接改写为

$$P(N) = 1 - \int_0^{\infty} f_{|Ga|}(y) e^{-cy^2} dy = 1 - \mathbb{E}\big[e^{-c|G_a|^2}\big], \tag{8}$$

其中 $c = c_0^2 = d_h^{\alpha} \eta^2$.

(8) 的精确求值需要包络$|G_a|$的 PDF，该 PDF 可通过复数和的特征函数表示。利用高斯傅里叶恒等式并对 $|G_a|$ 求期望，我们得到如下表达式

$$P(N) = 1 - \frac{1}{\sqrt{4\pi c}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-t^2/(4c)} \Phi_{|G_a|}(t) dt, \tag{9}$$

其中， $\Phi_{|G_a|}(\cdot)$ 表示 $|G_a|$的特征函数。该一维积分适合采用数值求积，但对于一般的 N 和任意残余相位，不存在更简单的由初等函数表示的闭式解。因此，我们采用易于处理的近似方法（高斯近似和伽马近似）来得到 $P(N)$ 的结果。

1）高斯近似：对于中等或较大的 N，可以将和 $G_a \triangleq \sum_{i=1}^{N} a_i e^{j\delta_i}$ 近似为一个圆对称复高斯随机变量 $G_a \sim \mathcal{CN}(\mu_G, \sigma_G^2)$，其

$$\mu_G \triangleq \mathbb{E}\big[Ga\big] = \sum_{i=1}^{N} \mathbb{E}\big[a_i e^{j\delta_i}\big] = e^{-\frac{1}{2}\sigma_{\delta}^2} \sum_{i=1}^{N} \mathbb{E}[a_i], \tag{10}$$

$$\sigma_G^2 \triangleq \mathbb{E}\big[|Ga - \mu_G|^2\big] = \sum_{i=1}^{N} \Big(\mathbb{E}[a_i^2] - \big|\mathbb{E}[a_i e^{j\delta_i}]\big|^2\Big), \tag{11}$$

其中，残余扰动 δ_i 建模为零均值高斯随机变量，即 $\delta_i \sim \mathcal{N}(0, \sigma_{\delta}^2)$，且 δ_i与 a_i相互独立。我们推导出 a_i 的一阶和二阶原点矩为

$$\mathbb{E}[a_i] = \frac{\mathbb{E}[|g_i|]\mathbb{E}[|f_i|]}{c_i} = \frac{\pi}{4c_i}, \tag{12}$$

$$\mathbb{E}[a_i^2] = \frac{\mathbb{E}[|g_i|^2]\mathbb{E}[|f_i|^2]}{c_i^2} = \frac{1}{c_i^2}, \tag{13}$$

因此， $Var(a_i) = \frac{1}{c_i^2} - \frac{\pi^2}{16c_i^2}$。然后可得

$$\mu_G = e^{-\frac{1}{2}\sigma_{\delta}^2} \sum_{i=1}^{N} \frac{\pi}{4c_i}, \quad \sigma_G^2 = \sum_{i=1}^{N} \Big(\frac{1}{c_i^2} - e^{-\sigma_{\delta}^2} \frac{\pi^2}{16c_i^2}\Big). \tag{14}$$

在此近似下，随机变量 $|G_a|^2$ 服从自由度为 2 的非中心卡方分布，根据矩生成恒等式 (8) 可得其闭式表达式：

$$\mathbb{E}\big[e^{-c|G_a|^2}\big] = \frac{1}{\sqrt{1 + c\sigma_G^2}} \exp\Big(-\frac{c|\mu_G|^2}{1 + c\sigma_G^2}\Big). \tag{15}$$

因此，高斯近似可得简洁的闭式表达式

$$P_{\text{Gauss}}(N) \approx 1 - \frac{1}{\sqrt{1 + c\sigma_G^2}} \exp\Big(-\frac{c|\mu_G|^2}{1 + c\sigma_G^2}\Big). \tag{16}$$

2）伽马近似：由于高斯分布更适用于 N 相对较大的情况，因此当 N的值较小时，伽马分布更为合适。定义 $Z \triangleq |G_a|^2$。 Z 的前两阶矩为

$$\mathbb{E}[Z] = |\mu_G|^2 + \sigma_G^2, \quad \mathrm{Var}(Z) = 2\sigma_G^4 + 4\sigma_G^2|\mu_G|^2. \tag{17}$$

我们假设 Z 服从伽马(k, θ)分布。利用矩匹配，可得

$$k = \frac{\mathbb{E}[Z]^2}{\mathrm{Var}(Z)}, \quad \theta = \frac{\mathrm{Var}(Z)}{\mathbb{E}[Z]}. \tag{18}$$

利用这一匹配关系和矩生成函数（MGF），我们可以计算

$$\mathbb{E}[e^{-c|G_a|^2}] = (1 + c\theta)^{-k}. \tag{19}$$

因此，伽马近似为

$$P_{\text{Gamma}}(N) \approx 1 - (1 + c\theta)^{-k}. \tag{20}$$

B. RandomTag相位

考虑标签相位不受控的情况，我们知道复随机变量 $a_i e^{j(\phi_i+\delta_i)}$ 的相位为 $\phi_i+\delta_i$。标签相位 ϕ_i i.i.d.$\sim \mathcal{U}[0,2\pi)$，且与残差 δ_i独立。回顾式（5）中的度量，并定义功率和 $T \triangleq \sum_{i=1}^{N} a_i^2 = \sum_{i=1}^{N} \frac{|g_i|^2|f_i|^2}{d_{g_i}^{\alpha} d_{f_i}^{\alpha}}$，其中 a_i的定义与 III-A 中相同。给定 a_i（等价地，给定 T）时，复数和 $\sum_{i=1}^{N} a_i e^{j(\phi_i+\delta_i)}$ 的同相分量和正交分量均为零均值，且服从条件高斯分布，方差为 $\frac{1}{2}T$。因此，反向散射包络在条件下服从瑞利分布，即 $|A_r|\,|\,T \sim \text{Rayleigh}(\sigma_T)$ $\sigma_T^2 = \frac{1}{2}T$. 因此，$|A_r|^2\,|\,T \sim$服从均值为 T的 Exp$\left(\frac{1}{T}\right)$ 分布。

对于直达链路，我们有 $|h|^2 \sim \text{Exp}(1)$，因此 $|A_0|^2 = \frac{|h|^2}{d_h^{\alpha}} \sim \text{Exp}\left(\frac{1}{m_0}\right)$，其均值为 $m_0 \triangleq \frac{1}{d_h^{\alpha}}$。令 $U \triangleq |A_0|^2$和 $V \triangleq |A_r|^2$。因此，所需概率可写为

$$\begin{aligned} P(N) &= \Pr\left(\eta^2 V > U\right) \\ &= \int_0^{\infty}\int_0^{\infty} \left(1 - e^{-d_h^{\alpha}\eta^2 v}\right) \frac{1}{t} e^{-v/t} dv\, f_T(t) dt. \\ &= 1 - \mathbb{E}_T\left[\frac{1}{1+c_0^2 T}\right], \end{aligned} \tag{21}$$

其中 $c_0 = d_h^{\alpha/2}\eta$。值得注意的是，在（21）中，ϕ_i 相位和残余扰动 δ_i 并未显式出现，因为在推导反向散射功率 V的边缘分布时，它们已被平均掉。

为使（21）显式化，写作 $T = \sum_{i=1}^{N} Z_i$，其中 $Z_i \triangleq \frac{|g_i|^2|f_i|^2}{d_{g_i}^{\alpha} d_{f_i}^{\alpha}} = w_i X_i Y_i$，且 $w_i \triangleq \frac{1}{d_{g_i}^{\alpha} d_{f_i}^{\alpha}}$、$X_i = |g_i|^2$ $Y_i = |f_i|^2 \sim$ 1 . 、独立同分布Exp( )

利用恒等式 $\frac{1}{1+x} = \int_0^{\infty} e^{-u} e^{-ux}\,\mathrm{d}u$，可得

$$\mathbb{E}_T\left[\frac{1}{1+c_0^2 T}\right] = \int_0^{\infty} e^{-u} \underbrace{\mathcal{L}_T(c_0^2 u)}_{\prod_{i=1}^{N} \mathcal{L}_{Z_i}(c_0^2 u)} \mathrm{d}u, \tag{22}$$

其中，$\mathcal{L}_T(s) = \mathbb{E}[e^{-sT}]$是 T 的拉普拉斯变换（LT）。对于每个 $Z_i = w_i X_i Y_i$,

$$\mathcal{L}_{Z_i}(s) = \mathbb{E}\left[\frac{1}{1+s w_i Y}\right] = \frac{e^{\frac{1}{s w_i}}}{s w_i} E_1\left(\frac{1}{s w_i}\right), \tag{23}$$

其中，$E_1(x) = \int_x^{\infty} \frac{e^{-t}}{t}\mathrm{d}t$ 是指数积分。结合式 (21)–(23)，可得

$$P(N) = 1 - \int_0^{\infty} e^{-u} \prod_{i=1}^{N} \left[\frac{e^{\frac{1}{c_0^2 u\, w_i}}}{c_0^2 u\, w_i} E_1\left(\frac{1}{c_0^2 u\, w_i}\right)\right] \mathrm{d}u. \tag{24}$$

与式 (9) 类似，我们也采用两种近似来得到 $P(N)$ 的闭式解。

1) 高斯近似：显然，我们有$\mathbb{E}[X_i Y_i] = 1$，Var$(X_i Y_i)$ $= \mathbb{E}[X_i^2]\mathbb{E}[Y_i^2] - \mathbb{E}[X_i Y_i]^2 = 3$.因此 $\mu_T \triangleq \mathbb{E}[T] = \sum_{i=1}^{N} w_i$, $\sigma_T^2 \triangleq$ Var$(T) = 3\sum_{i=1}^{N} w_i^2$.

由于 $g(t) \triangleq \frac{c_0^2 t}{1+c_0^2 t}$ 是平滑且凹的，因此在 μ_T 附近进行二阶 Delta 近似可得

$$\begin{aligned} P_{Gauss}(N) &= \mathbb{E}[g(T)] \approx g(\mu_T) + \frac{1}{2} g''(\mu_T)\sigma_T^2 \\ &= \frac{c_0^2 \mu_T}{1 + c_0^2 \mu_T} - \frac{c_0^4 \sigma_T^2}{(1 + c_0^2 \mu_T)^3}. \end{aligned} \tag{25}$$

2）伽马近似：将 T 近似为 Gamma 随机变量 $T_\Gamma \sim$Gamma(k_T, θ_T), 使其均值和方差与 μ_T σ_T^2 $k_T = \mu_T^2/\sigma_T^2$ $\theta_T = \sigma_T^2/\mu_T$. $\int_0^{\infty} e^{-u}\, 1 + \theta_T c_0^2 u\, ^{-k_T}$ 匹配: , 利用恒等式 ( ) d $u =$ $e^{\frac{1}{\theta_T c_0^2}}$ — $(\theta_T c_0^2)$ $^{k_T-1}\,\Gamma\left(1-k_T,\ {}^{1}_{\theta_T c_0^2}\right)$，可得

$$P_{Gamma}(N) = 1 - e^{\frac{1}{\theta_T c_0^2}} (\theta_T c_0^2)^{k_T - 1}\, \Gamma\left(1 - k_T,\ \frac{1}{\theta_T c_0^2}\right), \tag{26}$$

其中，$\Gamma(\cdot,\cdot)$ 是上不完全 Gamma 函数。

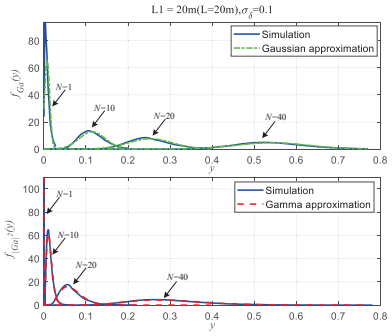


图 2. G_a 和 $|G_a|^2$的概率密度函数。

IV. 仿真结果

本节给出仿真结果，以验证第三节推导的结果。根据 [11], [12]，我们设置 $\eta = 0.5$、$\alpha = 2$、$H = 5.3$ m、$W = 4.8$ m、$H_t = 4.9$ m 和 $H_r = 3.4$ m。采用具有代表性的值 $\sigma_\delta \in \{0.1, 0.5\}$[3] 来展示小残余扰动和中等残余扰动情形。距离 d_h、d_{fi}和 d_{gi} 满足第二节所述的关系。所有仿真结果均取 10^5 次独立运行的统计平均值。

图 2 展示了 G_a 和 $|G_a|^2$ 的仿真概率密度函数，并给出了 G_a 的高斯近似和 $|G_a|^2$ 的伽马近似，其中残余扰动 $\sigma_\delta = 0.1$。利用式（18）中的参数推导出的伽马分布具有稳健性，无论 N取何值，都与仿真分布高度吻合；而利用式（14）中的参数推导出的高斯分布，在 N 较大时近似效果良好，但在 N 较小时效果较差。

[3]给定列车速度 v和载波 f_c，多普勒频移为 $f_D \approx (v/c) f_c$。若补偿后仍存在 f_D的分数残差 ε，则每个采样点的残余相位（采样间隔为 T_s）为 $\delta \approx 2\pi\varepsilon f_D T_s = 2\pi\varepsilon \frac{v}{c} f_c T_s$. 对于 $v = 350$ km/h（$v \approx 97.22$ m/s），在 $f_c = 1.8$ GHz 下产生的多普勒频移为 $f_D \approx 583$ Hz，在 $f_c = 2.1$ GHz 下为 $f_D \approx 680$ Hz，在 $f_c = 3.5$ GHz 下为 $f_D \approx 1.13$ kHz。对于 $T_s = 1$ ms，1% 的残差（$\varepsilon = 0.01$）在 1.8 GHz下产生 $\delta \approx 0.037$ rad，在2.1 GHz下产生 $\delta \approx 0.043$ rad，在3.5 GHz下产生 $\delta \approx 0.071$ rad；10%的残差分别产生 $\delta \approx 0.37$ rad、0.43 rad和0.71 rad。因此，仿真中采用的代表性数值 $\sigma_\delta \in \{0.1, 0.5\}$ 对应于现实选择（v、f_c、T_s、ε）下的小残差和中等残差状态，从而体现了对残余相位误差的敏感性。

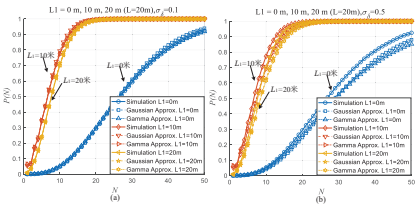


图3. 在可调标签相位情况下，$P(N)$与 N 的关系，其中(a) $\sigma_\delta = 0.1$，(b) $\sigma_\delta = 0.5$。

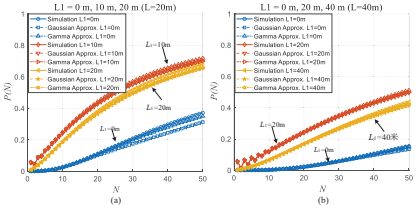


图 4. 随机标签相位情况下，$P(N)$ 随 N 的变化，其中 (a) $L = 20$ 米，(b) $L = 40$ 米。

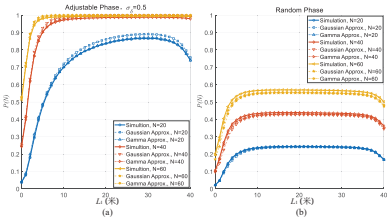


图 5. (a) 存在残余扰动 $\sigma_\delta = 0.5$ 时采用可调相位，以及 (b) 随机标签相位情况下（$N = 20$、40、60（$L = 40$ 米））的 $P(N)$ 随距离 L_1 的变化。

图3和图4分别展示了在可调标签相位情况下、具有两种不同程度的残余扰动，以及随机标签相位情况下，概率 P（N）随 N 变化的关系。可以观察到，在所有情况下，我们的理论推导结果总体上都与仿真结果一致，从而验证了式（16）、（20）、（25）和（26）的推导。在图3中，P（N）随着 N单调增加，这是由于反向散射分量发生了相干合并。当接收端更靠近隧道中心时，P（N）的增长率更加明显，因为此时链路距离更加均衡，从而产生更强的相长聚合。相比之下，图4中增加 N 所带来的增益明显较弱，这是因为反向散射信号以非相干方式相加。因此，可调相位与随机相位之间的性能差距凸显了标签相位控制的重要性。此外，在两种情况下，P（N）都不会无限增加，即当 P（N）超过某一阈值后会趋于饱和，表明有效标签数量存在上限。我们注意到，在可调情况下，残余扰动 δ_i 会降低有效相干性，并增大组合反向散射项的方差，这解释了仿真结果与高斯/伽马近似之间的微小偏差。值得注意的是，P（N）的变化趋势及其饱和值 N 仅受到轻微影响，这表明系统仍保持了显著的相干增益，因此对中等残余误差具有较强的鲁棒性。

图 5 展示了隧道长度为 40m 时，不同标签数量下 $P(N)$ 随接收端 Rx 位置的变化。图 5(a) 对应具有残余扰动 $\sigma_\delta = 0.5$的可调标签相位，图 5(b) 对应随机标签相位。当标签相位可调时，$P(N)$ 呈现非单调变化。随着 Rx 向隧道深处移动，该概率逐渐增加，因为直达链路减弱，而反向散射辅助链路的相对贡献增大。随后，该概率在隧道中心附近达到峰值，此处对称传播路径可实现更强的相长叠加；当 Rx 逐渐接近另一端边缘时，该概率随之下降，对于较小的N尤为明显。随着 N 增大，峰值也会升高，这表明增加标签数量能够增强相干聚合效果。相比之下，随机相位情况下的曲线平缓得多，因为非相干叠加会削弱空间分集增益，且标签带来的概率增益在不同 Rx 位置上始终有限。

五、结论

反向散射技术有望增强直线隧道中的接收信号强度。本文研究了高速铁路直隧道场景中，特定标签布置下反向散射辅助通信的信道增益。研究结果表明，相位可调标签能够显著提升性能，而随机标签相位带来的增益有限。此外，当标签数量超过某一阈值时，概率 $P(N)$ 会趋于饱和，这表明继续增加 N 不会带来额外收益。

参考文献

[1] B. Ai、R. He、Z. Zhong、K. Guan、B. Chen、P. Liu 和 Y. Li，《高速铁路无线电波传播场景划分》，Int J Antenn Propag.，第 2012 卷，第 21 期，第 1072–1075 页，2016 年。[2] Y. Liu、C. -X. Wang、C. F. Lopez、G. Goussetis、Y. Yang 和 G. K. Kara-giannidis，《用于5G高速列车无线通信的三维非平稳宽带隧道信道模型》，IEEE T Intell Transp.，第 21 卷，第 1 期，第 259–272 页，2020 年 1 月。[3] Y. Qiao、Y. Niu、X. Zhang、S. Chen、Z. Zhong 和 N. Wang，《基于深度强化学习的高速铁路场景智能波束管理》，IEEE Trans. Veh. Tech.，第 73 卷，第 3 期，第 3917–3931 页，2024 年 3 月。[4] C. Skiribou、F. Elbahhar 和 R. Elassali，《隧道环境中铁路通信的基于DMRS的信道估计》，Veh Commun.，第 29 页，2021 年 6 月。[5] Y. Mu、D. Fan、G. Wang、Y. Xu 和 L. Kuang，《具有灵敏度约束和波束成形的环境反向散射通信激活距离与容量分析》，China Commun.，第 21 卷，第 11 期，第 257–266 页，2024 年 11 月。[6] B. Gu、D. Li、H. Ding、G. Wang 和 C. Tellambura，《打破反向散射通信中的干扰与衰落困境：现状、设计挑战与未来方向》，IEEE Commun. Surv. Tut.，第 27 卷，第 2 期，第 870–911 页，2025 年 4 月。[7] Y. Mu、C. Yao、Y. Xu、G. Wang、M. Milo˘sevi´c 和 B. Ai，《采用回溯式阵列的反向散射通信系统信道估计》，IET Commun.，第 18 卷，第 671–678 页，2024 年。[8] Z. Cui、G. Wang、M. Liu、B. Ai、T. Q. S. Quek 和 C. Tellambura，《反向散射通信中的波状信号与条纹星座：起源与解决方案》，IEEE Trans. Wireless Commun.，第 23 卷，第 10 期，第 12815–12829 页，2024 年。[9] W. Zhao、G. Wang、B. Ai、J. Li 和 C. Tellambura，《高速铁路上的反向散射辅助无线通信：容量分析与收发机设计》，IEEE J. Sel. Area. Comm.，第 99 期，第 1 页，2020 年。[10] Y. Mu、G. Wang、S. Atapattu、X. Li 和 B. Ai，《高速铁路直隧道场景的反向散射辅助无线通信：信号强度与标签位置分析》，China Commun.，待发表，DOI：https://doi.org/ 10.23919/JCC.ja.2023-0634。[11] S. K. Kalyankar、Y. H. Lee 和 Y. S. Meng，《具有断点概念的弯曲隧道环境双斜率路径损耗模型》，IEEE Trans. Intell. Transp.，第 22 卷，第 12 期，第 7850–7859 页，2021 年 12 月。[12] K. Guan、Z. Zhong、J. I. Alonso 和 C. Briso-Rodriguez，《真实地铁隧道环境中2.4 GHz分布式天线系统的测量》，IEEE Trans. Veh. Technol.，第 61 卷，第 2 期，第 834–837 页，2012 年 2 月。

[13] G. S. Ching、M. Ghoraishi、M. Landmann、N. Lertsirisopon、J. Takada 和 T. Imai，《拱形隧道内部的宽带极化定向传播信道分析》，IEEE Trans. Antenn. Propag.，第 57 卷，第 3 期，第 760–767 页，2009 年 3 月。[14] J. Lin、G. Wang、S. Atapattu、R. He、G. Yang 和 C. Tellam-bura，《透射超表面辅助的铁路无线通信：信道强度评估与性能分析》，IEEE Trans. Commun.，第 71 卷，第 3 期，第 1827–1841 页，2023 年。[15] Y. Xu、G. Wang、R. Xu、Y. Liu、C. Tellambura 和 B. Liu，《具有频率偏移的环境物联网信道估计与导频设计》，IEEE Trans. Veh. Tech.，第 74 卷，第 3 期，第 5125–5129 页，2025 年 3 月。[16] W. Wu、H. Wang、W. Wang 和 R. Song，《可重构智能表面辅助的高速信道多普勒抑制方法》，IEEE Wireless Commun. Lett.，第 11 卷，第 3 期，第 627–631 页，2022 年 3 月。