

超大规模天线阵列下的多用户快速波束训练



Fast Beam Training for Multiuser on Extremely Large Aperture Array

司源/SI Yuan^{1,2}, 禹宏康/YU Hongkang^{1,2},
陈艺骞/CHEN Yijian^{1,2}

(1. 中兴通讯股份有限公司, 中国 深圳 518057;
2. 移动网络和移动多媒体国家重点实验室, 中国 深圳 518055)
(1. ZTE Corporation, Shenzhen 518057, China;
2. State Key Laboratory of Mobile Network and Mobile Multimedia Technology, Shenzhen 518055, China)

DOI: 10.12142/ZTETJ.202401012

网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.tn.20240223.1752.002.html>

网络出版日期: 2024-02-26

收稿日期: 2024-01-06

摘要: 天线阵列孔径增加提升了波束赋形增益, 但更窄的波束使得传统的波束训练方法开销成倍增加, 制约了系统支持的用户数目。研究了基于哈希函数的快速、低复杂度新型波束训练方案, 可以用较低的训练开销在支持更多用户的同时进行波束训练, 在此基础上提出了随机及固定两种码本设计方法, 并对波束对齐成功概率进行理论分析。由于推导得到的波束对齐成功概率是一个复杂函数, 无法用于指导码本设计, 为此, 研究提出一个简单的启发式指标用于评估码本生成参数对性能的影响。仿真结果验证了理论分析的正确性, 表明所提波束训练方案能够以低训练开销快速实现多用户波束对齐, 同时具有高准确性。

关键词: 波束训练; 多用户; 哈希函数; 码本设计; 性能分析

Abstract: Large aperture arrays can increase beamforming gain, but lead to narrower beams and multiply the traditional beam training overhead, which restricts the number of users served by the system. A fast and low-complexity beam training scheme based on Hash functions is studied, which can support multi-user simultaneous beam training with low overhead. On this basis, two codebook design methods, random and fixed, are proposed. After that, the beam alignment success probability is derived. Since the derived beam alignment success probability is a complex function and cannot be used to guide codebook design, a simple method is proposed to evaluate the impact of codebook generation parameters on performance. The simulation results verify the correctness of the theoretical analysis and show that the proposed beam training scheme can quickly achieve multi-user beam alignment with low training overhead and high accuracy.

Keywords: beam training; multiuser; Hash function; codebook design; performance analysis

引用格式: 司源, 禹宏康, 陈艺骞. 超大规模天线阵列下的多用户快速波束训练 [J]. 中兴通讯技术, 2024, 30(1): 68-72. DOI: 10.12142/ZTETJ.202401012

Citation: SI Y, YU H K, CHEN Y J. Fast beam training for multiuser on extremely large aperture array [J]. ZTE technology journal, 2024, 30(1): 68-72. DOI: 10.12142/ZTETJ.202401012

采用更高的工作频段和更大的天线阵列是移动通信系统的发展趋势^[1]。当前 5G 系统中已经引入毫米波频段 (FR2 频段)^[2-3], 并将大规模多输入多输出 (MIMO) 作为核心技术 (支持 32 天线端口)^[4]。未来的 6G 系统将进一步扩展至太赫兹通信^[5-9], 采用配置数千甚至上万个天线阵元的极大规模天线阵列 (ELAA) 为用户提供服务。更多的天线数量和更大的阵列孔径能够实现更高的波束赋形增益, 以对抗高频段严重的路径损耗, 保证基站的覆盖距离并大幅提升用户的传输速率。

然而, 波束增益提升也使得波束变窄, 如何以较小的开

销快速实现多用户的接入和波束对齐是一大挑战。传统轮询式波束训练方案依次发送候选波束, 用户可以共用测量导频, 其训练开销与待训练的波束数量成正比。天线阵列规模变大, 波束数量急剧增加, 从而使得轮询式的波束训练方案波束对齐速度变慢。针对这一问题, 分阶段波束训练方案被提出^[10-13], 基站首先发送少量的宽波束, 根据用户反馈缩小波束搜索范围, 最终得到特定宽度的波束。该方案中用户经常不能共用测量导频, 不同用户需要利用时分多址 (TDMA) 的方式进行波束训练, 因此这种方案仅在用户数较少的情况下能够节约开销, 且需要用户多次反馈, 增加了

时延。基于压缩感知的信道估计是另一种能够实现高精度波束对齐的方案^[14-15]，其利用高频信道在角度域的稀疏特性，依靠少量导频开销，通过稀疏信号恢复算法得到估计的信道向量。然而，该方案实现较低开销是以牺牲鲁棒性和提高计算复杂度为代价的，在低信噪比场景下信道估计性能会迅速恶化，并且在多用户场景下，高计算复杂度会使得基站端的处理时延大大增加。

最近，基于随机多波束的快速波束训练方案得到业界广泛关注，其训练波束包含多个传统离散傅里叶变换（DFT）波束，利用哈希函数生成训练波束与DFT波束组合之间的映射关系，因此该方案也称为哈希波束训练^[16-18]。这种波束训练方法本质上是每次发送测量导频时使用多个方向的窄波束进行空间复用，基站从码本中选择一个DFT波束组进行测量导频发送，用户根据测量结果可以推测出最佳波束方向是否在该波束组中。通过多次测量结果的联合判断和交叉校验，用户可以以较低的计算复杂度选出最佳波束方向并反馈给基站。在哈希波束训练中，一个DFT波束组仅对应一份测量导频资源，并且波束组中的波束数量不会影响导频开销，显著缓解了波束数量变多引起的导频开销增大问题；并且，大量用户可以共用同一套测量导频，因此大大节省了导频开销。测量导频的发送波束组对应的码本设计对哈希波束训练方案性能有着重要影响。遗憾的是，现有哈希波束训练方案的码本均采用随机方式生成，未进行专门设计，其性能仍有较大的提升空间。

针对上述问题，本文重点关注哈希波束训练中的码本设计问题，提出随机和固定两种改进的码本设计方案，并对波束对齐成功概率进行理论分析。由于推导出的理论结果形式复杂，本文还提出了具有闭式表达式的启发式指标用于评估哈希码本对性能的影响。根据该指标系统可以快速确定用于生成哈希码本的关键参数，进而提高波束对齐成功率。最后，仿真结果验证了理论分析的正确性，展示出优于已有方案的性能。

1 系统模型

考虑THz点对点多输入单输出（MISO）系统，基站配置 N 天线的均匀线性阵列，服务单天线用户。假设用户位置不变或保持低速移动，信道具有块衰落特性，即在一段时间内可以视为不变。为了表示THz信道的稀疏特性，研究采用几何信道模型^[5]，将收发端信道表示为：

$$\mathbf{h} = \sum_{p=1}^P \alpha_p \mathbf{a}(\theta_p), \quad (1)$$

其中 P 为收发端信道径数， $\mathbf{a}(\theta) = \frac{1}{\sqrt{N}} [1, e^{-j\pi \sin \theta}, \dots, e^{-j\pi(N-1)\sin \theta}]^T$ 表示基站天线阵列的导向矢量， α_p 和 θ_p 分别表示第 p 径的增益和角度。对于THz频段， P 取值通常较小，为2~3^[5]。

研究假设基站进行波束训练的目标是从 N 个相互正交的DFT波束中选择一个最佳波束用于数据传输，令 $\sin \theta_n = -1 + 2n/N$ ，则第 n 个DFT波束的赋形权重可以表示为：

$$\mathbf{f}_n = \mathbf{a}(\theta_n), n = 1, 2, \dots, N. \quad (2)$$

如图1所示，在哈希波束训练方案中，基站依次发送 M 个训练波束，每个训练波束为 L 个DFT波束的叠加，所选 L 个DFT波束的索引通过哈希函数随机生成。本文采用如下方式对其进行建模，定义 $M \times N$ 维的哈希码本 \mathbf{C} ，其中元素 $c_{m,n} \in \{0,1\}$ ， $c_{m,n} = 1$ 表示第 m 个训练波束选中DFT波束 \mathbf{f}_n ，并且有 $\sum_{n=1}^N c_{m,n} = L$ ，则第 m 个训练波束的赋形权重可以表示为：

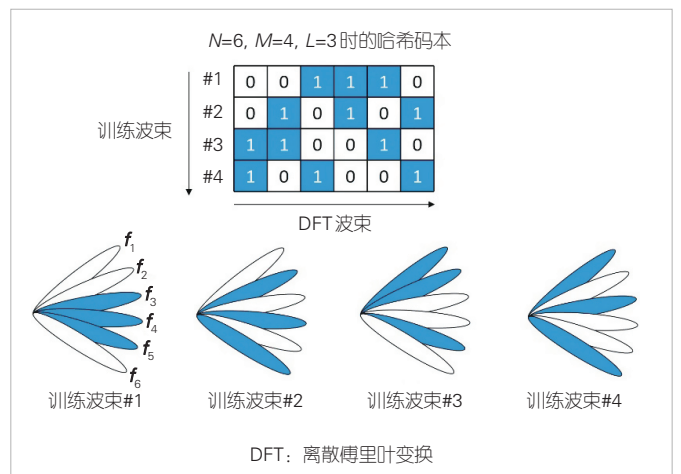
$$\mathbf{w}_m = \frac{1}{\sqrt{L}} \sum_{n=1}^N c_{m,n} \mathbf{f}_n. \quad (3)$$

基于上述模型，用户在第 m 次训练中接收功率可以表示为：

$$y_m = |\mathbf{h}^H \mathbf{w}_m|^2 + n_m, \quad (4)$$

其中 $n_m \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2)$ 表示噪声对接收功率的影响。

哈希波束训练的一大优势是用户仅根据测量导频功率 $\{y_1, y_2, \dots, y_M\}$ 即可识别出最佳DFT波束。由于用户和基站预置相同的哈希函数，因此用户根据训练次数索引 m 即可获取哈希码本 \mathbf{C} 。基于此，哈希波束训练采用投票的方式选择最



▲图1 哈希波束训练方案及哈希码本示意图

佳波束，若第 m 次训练中包含第 n 个 DFT 波束，则将第 m 次训练的接收功率 y_m 累加到 DFT 波束 n 的测量结果 p_n 中；若 DFT 波束在某一轮训练中未被选中，则这一轮训练的接收功率不计入该 DFT 波束的测量结果。第 n 个 DFT 波束的测量结果可以表示为：

$$p_n = \sum_{m=1}^M c_{m,n} y_m. \quad (5)$$

最后，用户选择测量结果最大的 DFT 波束 $f_{\hat{n}}$ 用于数据传输，其中 $\hat{n} = \arg \max_n p_n$ 。

许多已有波束训练方案均可视作哈希波束训练的特例，这些方案的差异仅在于采用的哈希码本。例如，传统轮询式波束训练方案对应 $M = N$ 、 $L = 1$ 、 $\mathbf{C} = \mathbf{I}$ ；文献[19]的分层波束训练方案对应 $M = 2 \log_2 N$ 、 $L = N/2$ 的哈希码本。因此，哈希码本设计对训练开销以及波束对齐性能有着重要影响。

2 哈希码本设计

本节在文献[17]完全随机哈希码本的基础上，提出部分随机和固定两种改进的码本设计方法。在设计哈希码本时，完全随机方案中训练波束独立的选择 DFT 波束，对于有限的波束训练次数 M ，各个 DFT 波束被选中次数 $G_n = \sum_{m=1}^M c_{m,n}$ 差异较大。当用户位于不同位置时，各个 DFT 波束被成功选中的概率存在较大差异，导致整体波束对齐性能下降。

2.1 所提随机哈希码本

针对完全随机哈希码本存在的问题，所提随机哈希码本各个训练波束通过协作方式选择 DFT 波束，目标是使各个 DFT 波束出现次数 G_n 相等。为了实现这个目标，我们限制码本参数 L 能够整除 N ，同时 N/L 能够整除 M 。将训练波束分为 ML/N 组，每组包含 N/L 个训练波束。同一组训练波束通过不放回抽样的方式随机选择 DFT 波束，每个 DFT 波束在一个训练波束组内只出现一次，从而有 $G_n = ML/N, \forall n$ 。具体生成哈希码本 \mathbf{C} 的过程如算法 1 所示。

算法 1: 所提随机哈希码本设计

输入: DFT 波束数 N , 训练波束数 M , 码本生成参数 L

- 1: 初始化 $\mathbf{C} = \mathbf{0}_{M \times N}$
- 2: **for** $m = 1, 2, \dots, M$
- 3: **if** $\text{mod}(m-1, N/L) == 0$, **then** $S = \{1, 2, \dots, N\}$
- 4: 从集合 S 中随机选择 L 个元素构成集合 $T = \{n_1, n_2, \dots, n_L\}$,
- 5: $c_{m,n_i} = 1, 1 \leq i \leq L, S = S - T$

6: **end for**

输出: 所提随机哈希码本 \mathbf{C}

2.2 固定哈希码本

对于系统实现而言，采用随机方式生成的哈希码本会导致复杂度增加。例如，基站和用户需要预先配置相同的随机种子用于码本生成。为此，本小节给出一种固定哈希码本设计方法。由于实际应用中码本是预先确定的，因此可以采用离线仿真方式搜索波束训练性能最优的码本。具体来说，研究根据实际场景确定用户分布，得到信道样本；采用 3.1 小节中的方法生成 X 个所提随机哈希码本 $\{\mathbf{C}_1, \mathbf{C}_2, \dots, \mathbf{C}_X\}$ ；随后对这 X 个哈希码本在相同信道样本下进行蒙特卡洛仿真，并选择波束对齐性能最优的作为固定哈希码本。与随机生成的哈希码本相比，所提固定哈希码本不仅便于系统实现，还能够更好地匹配实际环境。

3 波束对齐性能理论分析

本节从理论角度分析哈希码本对波束对齐成功概率的影响，为了分析方便，假设信道仅包含视距 (LoS) 成分，即 $P = 1$ 。对于高频信道来说这一假设是合理的，因为非视距 (NLoS) 路径增益远远小于 LoS 径，对接收功率影响较小。此外，不失一般性，我们假设增益 $\alpha = 1$ 。

3.1 波束对齐成功概率的准确表示

将最佳 DFT 波束下标记作 n^* ，波束对齐成功概率可以表示为：

$$\mathbb{P}\{n^* = \hat{n}\} = \mathbb{P}\left\{\bigcap_{n' \neq n^*} (p_{n^*} > p_{n'})\right\}. \quad (6)$$

根据上式，我们重点分析事件 $p_{n^*} > p_{n'}$ 的概率。对于 LoS 信道 $\mathbf{h} = \mathbf{a}(\theta)$ ，仅当 θ 位于 DFT 波束覆盖范围内时， $|\mathbf{h}^H \mathbf{f}_n|^2$ 具有较大取值。为了简化推导，进一步假设 θ 位于离散格点上，即 $\sin \theta = -1 + 2n/N, n = 1, 2, \dots, N$ ，此时有 $n^* = n$ ， $|\mathbf{h}^H \mathbf{w}_m|^2 = c_{m,n^*}/L$ ，结合公式 (4) 和公式 (5) 有：

$$p_{n^*} = \frac{G_{n^*}}{L} + \sum_{m=1}^M c_{m,n^*} n_m, \quad (7)$$

$$p_{n'} = \frac{K_{n^*,n'}}{L} + \sum_{m=1}^M c_{m,n'} n_m, \quad \forall n' \neq n^*, \quad (8)$$

其中 $K_{n^*,n'} = \sum_{m=1}^M c_{m,n^*} c_{m,n'}$ 表示 DFT 波束 n^* 和 n' 同时被训练波束选中的次数。根据公式 (7) 和公式 (8)，有：

$$p_{n^*} - p_{n'} = \frac{G_{n^*} - K_{n^*,n'}}{L} + \sum_{m=1}^M (c_{m,n^*} - c_{m,n'}) n_m \quad (9)$$

结合公式 (6), 可以得到事件 $\bigcap_{n' \neq n^*} (p_{n^*} > p_{n'})$, 这意味着方程 $\tilde{\mathbf{A}}_{n^*} \mathbf{n} < \tilde{\mathbf{t}}_{n^*}$ 成立, 其中 $\tilde{\mathbf{A}}_{n^*}$ 和 $\tilde{\mathbf{t}}_{n^*}$ 分别是将 $\mathbf{A}_{n^*} \in \mathbb{R}^{N \times M}$ 和 $\mathbf{t}_i \in \mathbb{R}^{N \times 1}$ 第 i 列和第 i 行移除得到的结果, 矩阵 \mathbf{A}_{n^*} 的第 (n, m) 个元素为 $c_{m,n} - c_{m,n^*}$, $\mathbf{t}_{n^*} = \left[\frac{G_{n^*} - K_{n^*,1}}{L}, \frac{G_{n^*} - K_{n^*,2}}{L}, \dots, \frac{G_{n^*} - K_{n^*,N}}{L} \right]^T$, 以及 $\mathbf{n} = [n_1, n_2, \dots, n_M]^T$ 。

需要注意的是, 尽管 $\tilde{\mathbf{A}}_{n^*}$ 和 $\tilde{\mathbf{t}}_{n^*}$ 均为已知变量, \mathbf{n} 中元素服从相互独立的高斯分布, 但随机变量 $\tilde{\mathbf{A}}_{n^*} \mathbf{n}$ 的分布在数学上不存在。这是因为哈希波束训练中通常有 $N > M$, 导致协方差矩阵 $\Sigma = \tilde{\mathbf{A}}_{n^*} \tilde{\mathbf{A}}_{n^*}^H$ 并非满秩矩阵。通过加正则化项可以将 $\tilde{\mathbf{A}}_{n^*} \mathbf{n}$ 近似看作服从 $\mathcal{N}(\mathbf{0}, \Sigma + \lambda \mathbf{I})$ 分布, 波束对齐成功概率 $\mathbb{P}\{n^* = \hat{n}\}$ 对应该分布在向量 $\tilde{\mathbf{t}}_{n^*}$ 出的 CDF 函数值。遗憾的是, 计算 $\mathbb{P}\{n^* = \hat{n}\}$ 只能通过数值方式, 无法据此进一步分析码本生成参数对波束对齐性能的影响。

3.2 启发式波束对齐性能指标

为了确定最佳码本生成参数, 即每个训练波束选中 DFT 波束数量 L , 本小节提出一种启发式的评估波束对齐性能的指标。由于固定码本可以通过大量离线仿真优化, 这里重点关注随机码本最佳参数配置。本文选择的指标为随机生成哈希码本时, 最佳 DFT 波束对应测量结果 p_{n^*} 大于任选一个其他波束测量结果 $p_{n' \neq n^*}$ 的概率 \tilde{p} 。根据公式 (9), 在码本确定的情况下, $p_{n^*} - p_{n'} \sim \mathcal{N}\left(\frac{G_{n^*} - K_{n^*,n'}}{L}, (G_{n^*} + G_{n'} - 2K_{n^*,n'})\sigma^2\right)$, 可以得到:

$$\mathbb{P}\{p_{n^*} > p_{n'} | \mathbf{C}\} = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \operatorname{erf} \left[\frac{G_{n^*} - K_{n^*,n'}}{L \sqrt{2(G_{n^*} + G_{n'} - 2K_{n^*,n'})\sigma^2}} \right] \right\} \quad (10)$$

其中, G_{n^*} 以及 $K_{n^*,n'}$ 取值主要受码本参数 L 的影响。接下来我们分别讨论完全随机和所提随机两种码本。

1) 完全随机码本

借助组合数和古典概型理论, DFT 波束 n^* 被选中 g_{n^*} 次的概率为:

$$\mathbb{P}\{G_{n^*} = g_{n^*}\} = C_M^{g_{n^*}} \left(\frac{L}{N}\right)^{g_{n^*}} \left(1 - \frac{L}{N}\right)^{M - g_{n^*}}, g_{n^*} = 0, 1, \dots, M \quad (11)$$

在 $G_{n^*} = g_{n^*}$ 的条件下, DFT 波束 n^* 和 n' 共同出现 $k_{n^*,n'}$ 的概率为:

$$\mathbb{P}\{K_{n^*,n'} = k_{n^*,n'} | G_{n^*} = g_{n^*}\} = C_{g_{n^*}}^{k_{n^*,n'}} \left(\frac{L-1}{N-1}\right)^{k_{n^*,n'}} \left(1 - \frac{L-1}{N-1}\right)^{g_{n^*} - k_{n^*,n'}}, k_{n^*,n'} = 0, 1, \dots, g_{n^*} \quad (12)$$

在上述条件下, DFT 波束 n' 被选中 $g_{n'}$ 次的概率为:

$$\mathbb{P}\{G_{n'} = g_{n'} | G_{n^*} = g_{n^*}, K_{n^*,n'} = k_{n^*,n'}\} = C_{M - k_{n^*,n'}}^{g_{n'} - k_{n^*,n'}} \left(\frac{L}{N-1}\right)^{g_{n'} - k_{n^*,n'}} \left(1 - \frac{L}{N-1}\right)^{M - g_{n'}}, g_{n'} = k_{n^*,n'}, k_{n^*,n'} + 1, \dots, M \quad (13)$$

联合公式 (11) — (13), 可以得到:

$$\mathbb{P}\{G_{n^*} = g_{n^*}, G_{n'} = g_{n'}, K_{n^*,n'} = k_{n^*,n'}\} = \mathbb{P}\{G_{n^*} = g_{n^*}\} \mathbb{P}\{K_{n^*,n'} = k_{n^*,n'} | G_{n^*} = g_{n^*}\} \mathbb{P}\{G_{n'} = g_{n'} | G_{n^*} = g_{n^*}, K_{n^*,n'} = k_{n^*,n'}\} \quad (14)$$

最终结合公式 (10), 所提性能指标的闭式解为:

$$\tilde{p} = \sum_{g_{n^*}=0}^M \sum_{k_{n^*,n'}=0}^{g_{n^*}} \sum_{g_{n'}=k_{n^*,n'}}^M \mathbb{P}\{p_{n^*} > p_{n'} | \mathbf{C}\} \mathbb{P}\{G_{n^*} = g_{n^*}, G_{n'} = g_{n'}, K_{n^*,n'} = k_{n^*,n'}\} \quad (15)$$

2) 所提随机码本

对于所提随机码本, $G_n = G = ML/N, \forall n$, 只需分析 $K_{n^*,n'}$ 的分布, 得到:

$$\mathbb{P}\{K_{n^*,n'} = k_{n^*,n'}\} = C_G^{k_{n^*,n'}} \left(1 - \frac{ML - NG}{N}\right) \left(1 - \frac{ML - NG}{N-1}\right) \left(\frac{L-1}{N-1}\right)^{k_{n^*,n'}} \left(1 - \frac{L-1}{N-1}\right)^{G - k_{n^*,n'}}, k_{n^*,n'} = 0, 1, \dots, G \quad (16)$$

进一步有:

$$\tilde{p} = \sum_{k_{n^*,n'}=0}^G \mathbb{P}\{p_{n^*} > p_{n'} | G_{n^*} = G_{n'} = G\} \mathbb{P}\{K_{n^*,n'} = k_{n^*,n'}\} \quad (17)$$

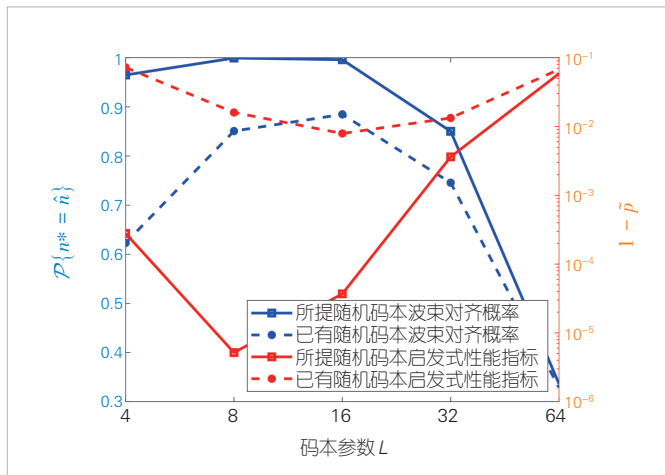
根据上述推导, 公式 (15) 和 (17) 中的启发式性能指标 \tilde{p} 只是 L 的函数, 通过闭式解表达式可以方便计算出最佳码本生成参数 $L^* = \arg \max_L \tilde{p}(L)$ 。

4 仿真分析

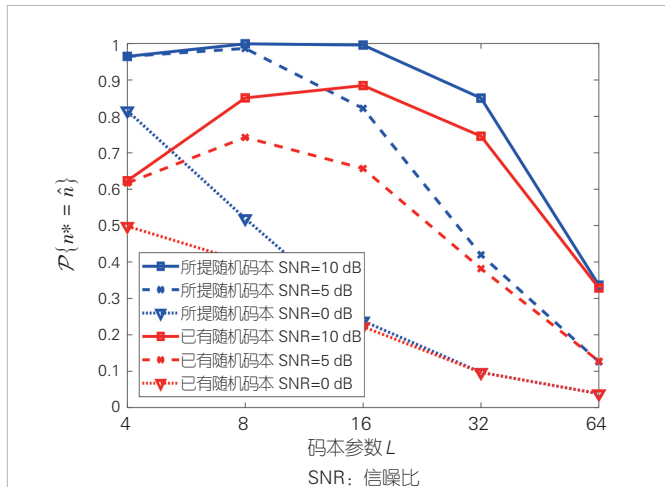
本节对所提哈希波束训练方案进行仿真验证, 并分析了其导频开销。仿真假设基站配备 $N = 128$ 天线, 对应 128 个候选 DFT 波束, 训练波束数 (训练次数) $M = 64$ 。

图2首先对理论分析进行验证,展示了不同随机码本生成参数 L 下,所提随机码本和完全随机码本波束对齐性能。其中,蓝色曲线对应 y 轴左侧刻度,表示波束对齐成功概率 $\mathbb{P}\{n^* = \hat{n}\}$;红色曲线对应 y 轴右侧对数刻度,为了展示清晰,对应启发式指标 $1 - \tilde{p}$ 。仿真假设信噪比 $\text{SNR}=10\text{ dB}$,信道仅包括LoS径,角度位于如第四节所述的离散格点。从图中可以看出,随机码本的生成参数 L 对波束对齐性能有着重要影响,所提启发式指标 \tilde{p} 与波束对齐性能有着近似单调性,即我们可以以最大化 \tilde{p} 为目标获得最佳码本参数 L^* ,使波束对齐准确率最大化。

图3进一步展示了不同信噪比条件下参数 L 对随机码本性能的影响。可以看到,最佳码本参数随信噪比变化。在高信噪比条件下,适中的 L 取值使得波束对齐性能最优。而当信噪比条件变差时, L 的最佳取值逐渐减小。这是因为 L 和信噪比共同决定高斯随机变量 $p_{n^*} - p_n$ 的均值和方差,如公



▲图2 码本参数 L 与波束对齐成功概率和启发式指标的关系

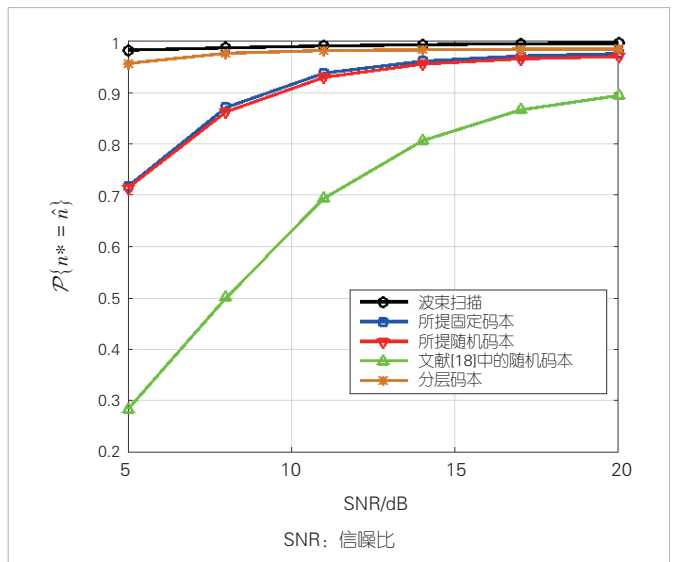


▲图3 不同信噪比下码本参数 L 与波束对齐性能的关系

式(10)所示。此外,当合理设置码本参数时,所提随机码本的波束对齐性能远远优于完全随机码本。

最后,图4展示了实际THz信道场景中不同方案的波束对齐性能。仿真假设一共存在 $P=3$ 条散射路径,包含一条LoS径和两条NLoS径。其中LoS径增益 $\alpha_1 \sim \mathcal{CN}(0,1)$,NLoS径增益 $\alpha_2, \alpha_3 \sim \mathcal{CN}(0,0.01)$,角度 θ_p 在区间 $[-\pi/2, \pi/2]$ 服从均匀分布。仿真采用的固定码本是从1000个随机码本中选出的。从图4中可以看出,在同等训练开销下,所提哈希码本的波束对齐性能远远优于文献[18]中的完全随机码本,在高信噪比下接近波束扫描和每个用户分层波束训练的方案,并且仿真中其训练次数仅有波束扫描的一半。此外,和所提随机哈希码本相比,所提固定哈希码本能够将波束对齐成功率进一步提升约1%,且具有易实现的优势。

表1对比了 P 个用户时随机哈希码本、所提哈希码本、波束扫描、分层波束训练的训练开销。这里的训练开销是指在波束训练的过程中发送导频信号和反馈信号的总数,包括基站发送下行导频的次数(即下行训练次数)和用户进行上行反馈的次数。从表1中可以看出,基于哈希的波束训练开销不随用户数变化,每个用户仅需反馈一次训练结果,适用于多用户接入场景;而分层波束训练的训练开销与用户数 P 成正比,并且每个用户需反馈 $\log_2 N$ 次,用户越多,训



▲图4 不同波束训练方案性能对比

▼表1 波束训练开销对比

方案	下行训练次数	每个用户的上行反馈次数
波束扫描	N	1
所提哈希码本	M	1
随机哈希码本	M	1
分层波束训练	$2P \log_2 N$	$\log_2 N$

练开销越大,不适合多用户下的波束训练。

5 结束语

针对超大规模天线阵列波束训练开销过高的问题,本文中我们研究了基于哈希函数的多用户快速波束训练方案,重点分析了哈希码本对波束对齐性能的影响。我们提出了随机和固定两种码本设计方法,并根据理论分析结果得到最佳的码本生成参数。仿真结果表明,所提方案实现了接近传统轮询方案的性能,但仅需要一半的训练开销,并且支持多用户同时训练,同时所提方案波束对齐准确率远远优于采用完全随机哈希码本的已有方案。

参考文献

- [1] 张跃平. 2022年度十大天线技术进展 [J]. 中兴通讯技术, 2023, 29(2): 67-71. DOI: 10.12142/ZTETJ.202302013
- [2] 3GPP. User equipment (UE) radio transmission and reception: 3GPP TS 38.101-1 V18.3.0 [S]. 2023
- [3] 李福昌, 王伟. 5G高低频组网协同机制与策略 [J]. 中兴通讯技术, 2022, 28(4): 3-6. DOI: 10.12142/ZTETJ.202204002
- [4] 3GPP. Physical layer procedures for data: 3GPP TS 38.214 V18.0.0 [S]. 2023
- [5] DAI L L, TAN J B, CHEN Z, et al. Delay-phase precoding for wideband THz massive MIMO [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2022, 21(9): 7271-7286. DOI: 10.1109/TWC.2022.3157315
- [6] 王海明, 陈祎祎. 6G: 跨频段协同通信 [J]. 中兴通讯技术, 2022, 28(4): 42-43. DOI: 10.12142/ZTETJ.202204009
- [7] 刘利平, 管梦楠, 陈艺骥. 太赫兹技术发展及其应用于6G的挑战分析 [J]. 中兴通讯技术, 2021, 27(2): 17-24. DOI: 10.12142/ZTETJ.202102005
- [8] 胡田钰, 李玲香, 陈智. 多频段协同通信的新机遇——太赫兹通信感知一体化 [J]. 中兴通讯技术, 2022, 28(4): 14-18. DOI: 10.12142/ZTETJ.202204004
- [9] 谢峰, 王菲, 刘汉超. 面向6G的多频段智能融合组网 [J]. 中兴通讯技术, 2022, 28(4): 25-30. DOI: 10.12142/ZTETJ.202204006
- [10] WANG J Y, LAN Z, PYO C W, et al. Beam codebook based beamforming protocol for multi-Gbps millimeter-wave WPAN systems [J]. IEEE journal on selected areas in communications, 2009, 27(8): 1390-1399. DOI: 10.1109/JSAC.2009.091009
- [11] ZHANG J J, HUANG Y M, SHI Q J, et al. Codebook design for beam alignment in millimeter wave communication systems [J]. IEEE transactions on communications, 2017, 65(11): 4980-4995. DOI: 10.1109/TCOMM.2017.2730878
- [12] CHEN K J, QI C H. Beam training based on dynamic hierarchical codebook for millimeter wave massive MIMO [J]. IEEE communications letters, 2019, 23(1): 132-135. DOI: 10.1109/LCOMM.2018.2881084
- [13] QI C H, CHEN K J, DOBRE O A, et al. Hierarchical codebook-based multiuser beam training for millimeter wave massive MIMO [J]. IEEE transactions on wireless communications, 2020, 19(12): 8142-8152. DOI: 10.1109/TWC.2020.3019523
- [14] RAMASAMY D, VENKATESWARAN S, MADHOW U. Compressive adaptation of large steerable arrays [C]// Proceedings of Information Theory and Applications Workshop. IEEE, 2012: 234-239. DOI: 10.1109/ITA.2012.6181796
- [15] MARZI Z, RAMASAMY D, MADHOW U. Compressive channel estimation and tracking for large arrays in mm-Wave picocells [J]. IEEE journal of selected topics in signal processing, 2016, 10(3): 514-527. DOI: 10.1109/JSTSP.2016.2520899
- [16] HASSANIEH H, ABARI O, RODRIGUEZ M, et al. Fast millimeter wave beam alignment [C]//Proceedings of the 2018 Conference of the ACM Special Interest Group on Data Communication. ACM, 2018: 432-445. DOI: 10.1145/3230543.3230581
- [17] WANG X, HOU X L, CHEN L, et al. Hash-based fast beam alignment for 6G sub-terahertz MIMO [C]//Proceedings of 27th Asia Pacific Conference on Communications (APCC). IEEE, 2022: 317-322. DOI: 10.1109/APCC55198.2022.9943685
- [18] YOU C S, ZHENG B X, ZHANG R. Fast beam training for IRS-assisted multiuser communications [J]. IEEE wireless communications letters, 2020, 9(11): 1845-1849. DOI: 10.1109/LWC.2020.3005980
- [19] LI Z H, QI C H. Beam training with limited feedback for multiuser mmWave massive MIMO [C]//Proceedings of GLOBECOM 2020 - 2020 IEEE Global Communications Conference. IEEE, 2020: 1-6. DOI: 10.1109/GLOBECOM42002.2020.9348205

作者简介



司源, 中兴通讯股份有限公司技术预研工程师; 主要研究领域为多天线技术、码本设计。



禹宏康, 中兴通讯股份有限公司技术预研工程师; 主要研究领域为多天线技术、近场通信; 发表论文10余篇。



陈艺骥, 中兴通讯股份有限公司技术预研资深专家、青年领军人才、深圳市地方级领军人才; 主要研究领域为6G技术预研; 发表论文10篇, 获授权专利50项。