

毫米波MU-MIMO系统中自适应混合预编码器的设计

薛建彬, 王佳豪

引用本文

薛建彬, 王佳豪. 毫米波MU-MIMO系统中自适应混合预编码器的设计[J]. 计算机科学, 2023, 50(11A): 221200047-5.

XUE Jianbin, WANG Jiahao. Design of Adaptive Hybrid Precoder in mmWave MU-MIMO Systems[J]. Computer Science, 2023, 50(11A): 221200047-5.

相似文献推荐 (请使用火狐或 IE 浏览器查看文章)

Similar articles recommended (Please use Firefox or IE to view the article)

[应急通信场景下基于JTORATPAIA的NOMA-MEC系统研究](#)

Study on NOMA-MEC System Based on JTORATPAIA in Emergency Communication Scenarios
计算机科学, 2023, 50(11A): 221000240-8. <https://doi.org/10.11896/jsjcx.221000240>

[车载边缘计算网络中基于MAB的动态任务卸载方案研究](#)

Study on Dynamic Task Offloading Scheme Based on MAB in Vehicular Edge Computing Network
计算机科学, 2023, 50(11A): 230200186-9. <https://doi.org/10.11896/jsjcx.230200186>

[降雨环境下毫米波MIMO信道特性研究](#)

Study on Characteristics of Millimeter-wave MIMO Channel in Rainfall Environment
计算机科学, 2022, 49(7): 297-303. <https://doi.org/10.11896/jsjcx.210600075>

[存在CSI估计错误的增强型ELM叠加CSI反馈方法](#)

Enhanced ELM-based Superimposed CSI Feedback Method with CSI Estimation Errors
计算机科学, 2022, 49(6A): 632-638. <https://doi.org/10.11896/jsjcx.210800036>

[一种新的基于子连接结构的混合预编码算法](#)

New Hybrid Precoding Algorithm Based on Sub-connected Structure
计算机科学, 2022, 49(5): 256-261. <https://doi.org/10.11896/jsjcx.210300138>

毫米波 MU-MIMO 系统中自适应混合预编码器的设计

薛建彬 王佳豪

兰州理工大学计算机与通信学院 兰州 730050

(xuejb@lut.edu.cn)

摘要 基于毫米波通信和大规模多输入多输出(Multi-input Multi-output, MIMO)技术,构建了适用于蜂窝车联网(C-V2X)等多用户多数据流场景的毫米波大规模 MIMO 系统,以降低系统的总功耗、硬件复杂度和计算复杂度。设计一种基于比特流的自适应连接大规模 MIMO 架构,与其他自适应连接架构相比,所提自适应连接架构在阵列分组更小的情况下,使用的移相器和交换开关更少;并且随着阵列分组数的增加,该架构在毫米波多用户 MIMO(MU-MIMO)系统中的功耗逐渐降低。仿真结果表明,在采用该架构的毫米波 MU-MIMO-OFDM 系统中,随着数据流总数的增加,一些现有混合预编码方案可以获得更高的数据传输速率。

关键词: 自适应连接阵列架构;大规模多输入多输出;毫米波;混合预编码;数据传输速率

中图法分类号 TN929.5

Design of Adaptive Hybrid Precoder in mmWave MU-MIMO Systems

XUE Jianbin and WANG Jiahao

School of Computer and Communication, Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730050, China

Abstract Based on millimeter-wave(mmWave) communication and massive multi-input multi-output(MIMO) technology, a massive MIMO system for multi-user and multi-data stream scenarios such as cellular vehicle-to-everything(C-V2X) is constructed to reduce the total power consumption, hardware complexity and computational complexity of the system. For this purpose, a bit-stream-based adaptive-connected massive MIMO architecture is designed. Compared with other adaptive-connected architectures, the proposed adaptive-connected architecture uses fewer phase shifters and switching switches with smaller arrays. As the number of arrays increases, the power consumption of the architecture in mmWave multi-user MIMO(MU-MIMO) systems decreases gradually. Simulation results show that in mmWave MU-MIMO-OFDM systems utilizing this architecture, some existing hybrid precoding schemes can achieve higher data transmission rates with the increase of the total number of data streams.

Keywords Adaptive-connected array architecture, Massive MIMO, Millimeter wave(mmWave), Hybrid precoding, Data transmission rate

1 引言

根据天线与射频(Radio Frequency, RF)链之间的连接方式的不同,现有的混合预编码架构可划分为以下 4 种:全连接架构、部分连接架构、选择连接架构和自适应连接架构^[1]。在前三种混合预编码架构中,除了硬件复杂度和成本问题外,移相器(Phase Shifter, PS)和可变增益放大器的直流功率消耗成为关键,特别是在全连接多输入多输出(MIMO)架构中,PS 的数量是该架构中使用的 RF 链和天线数量的数倍。而自适应连接架构采用 RF 链与天线之间动态变化的连接方式,对实现混合预编码器具有良好的灵活性。

文献[1-7]证明了自适应连接架构的数据传输速率可以接近于传统的全连接架构,并且该架构由于降低了硬件复杂度和功耗而显著提高了能量效率。在毫米波多用户 MIMO(MU-MIMO)系统中,为了充分发挥自适应连接架构的优势和可观的实用性,本文研究了一种适用于多用户和多数数据流的自适应连接大规模 MIMO 架构,该架构比文献[1-

2]中提出的自适应连接架构使用的 PS 和交换开关更少。本文的主要贡献如下:

(1)提出了一种基于比特流的自适应连接大规模 MIMO 架构,在高功率全连接和低性能部分连接架构之间进行权衡。与其他自适应连接架构相比,所提自适应连接架构使用的 PS 和交换开关更少,使每条数据流能够独立并行计算。

(2)建立了自适应连接架构的功耗模型,并且设计了该架构的连接状态矩阵。考虑更适合高频无线通信的时变非平稳随机信道,在配备所提架构的毫米波 MU-MIMO 系统中,随着数据流总数和阵列分组数的增加,一些现有的混合预编码方案可以获得更好的数据传输速率。

本文第 2 节提出基于比特流的自适应连接的大规模 MIMO 阵列架构和功率消耗模型,并描述了毫米波 MU-MIMO 系统模型;第 3 节设计自适应连接架构的连接状态矩阵;第 4 节给出仿真分析;最后总结全文。

本文中粗体的大写字母和小写字母分别表示矩阵和列向量; $(\cdot)^{-1}$, $(\cdot)^T$ 和 $(\cdot)^H$ 分别表示反转、转置和共轭转置;

矩阵 \mathbf{D} 的 Frobenius 范数和向量 \mathbf{d} 的 2 范数分别表示为 $\|\mathbf{D}\|_F$ 和 $\|\mathbf{d}\|_2$; $\mathbf{D}(i, j)$, $\mathbf{D}(i, :)$ 和 $\mathbf{D}(:, j)$ 分别表示矩阵 \mathbf{D} 的第 (i, j) 个复元素、第 i 行向量和第 j 列向量; $\mathbf{D}(i, j, :)$ 和 $\mathbf{D}(:, i, j)$ 分别表示矩阵 \mathbf{D} 的第 i 行到第 j 行向量和第 i 列到第 j 列向量; \mathbf{I}_N 表示维度为 $N \times N$ 的单位矩阵; $\mathbf{R}^{N \times N}$ 和 $\mathbf{C}^{N \times N}$ 分别表示维度为 $N \times N$ 的实矩阵和维度为 $N \times N$ 的复矩阵。 $E[\cdot]$ 表示期望运算, $|\cdot|$ 表示矩阵的行列式运算, \circ 表示阿达玛积, $[d]^+$ 表示取 $\{0, d\}$ 中的最大值。

2 毫米波 MU-MIMO 系统模型描述

考虑配备大规模 MIMO 天线阵列的基站同时服务多个用户的场景, 每个用户都配备与基站相同的 MIMO 阵列架构。在毫米波 MU-MIMO 系统中, 假设基站是固定的, 而用户是移动的。为简单起见, 如图 1 所示, 本文以基站与其中一个用户之间的单用户 MIMO (SU-MIMO) 通信为例, 然后推广到 MU-MIMO 系统。图中橙色无人车代表用户 u , 黄色通信链路代表从基站到用户 u 的毫米波下行信道, 扇形区域代表基站的覆盖范围。

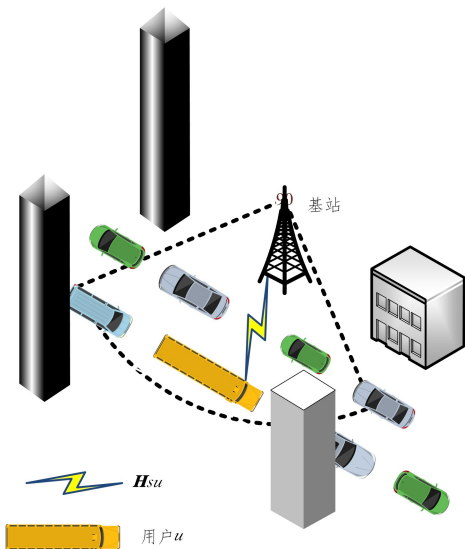


图 1 从基站到用户 u 的毫米波下行信道(电子版为彩图)
Fig. 1 mmWave downlink channel from BS to user u

2.1 基于比特流的自适应连接大规模 MIMO 阵列架构

本文提出了一种基于比特流的自适应连接大规模 MIMO 架构, 如图 2 所示, 基站端配备的天线阵元数为 N_s , 每个子阵列的天线阵元数为 M_s , RF 链数量为 N_s^{RF} , 移相器数量为 N_s^{PS} , 交换开关数量为 N_s^{SW} , 基带处理单元数量为 KN_d , 可支持 KN_d 条数据流同时进行并行传输, 每个天线和每个 RF 链之间采用开关控制连接。用户 u 配备与基站端相同的阵列架构, 配备天线阵元数为 N_u , 每个子阵列的天线阵元数为 M_u , RF 链数量为 N_u^{RF} , 移相器数量为 N_u^{PS} , 交换开关数量为 N_u^{SW} , 基带处理单元数量为 N_d , 可支持 N_d 条数据流同时进行并行传输。在该架构中, 利用单极多掷开关 (SPMT) 实现交换网络的功能。为了实现多数据流通信并降低硬件复杂度, 将基站端的 RF 链数量约束为 $KN_d \leq N_s^{RF} \leq N_s$, 将用户 u 的 RF 链数量约束为 $N_d \leq N_u^{RF} \leq N_u$ 。在该架构中, 天线阵元数量、RF 链数量、移相器数量、SPMT 开关数量与基带处理单元

数量之间的关系为 $K_s \times KN_d = N_s^{RF}$, $N_s^{PS} = N_s^{RF} \times \frac{N_s}{M_s}$, $N_s^{SW} = N_s^{RF} \times \frac{N_s}{M_s}$ 。因此, 所提架构可以通过调整每个子阵列的天线阵元数, 在 SPMT 开关总数和 PS 之间进行灵活权衡。

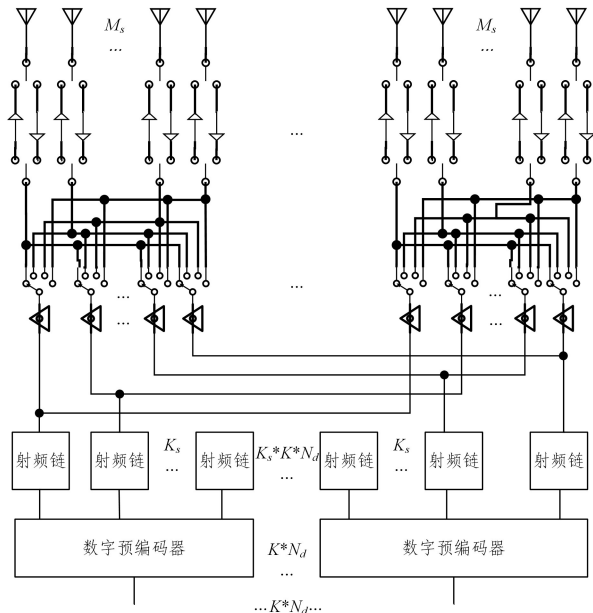


图 2 基于比特流的自适应连接大规模 MIMO 阵列架构
Fig. 2 The proposed bitstream-based adaptive-connected massive MIMO array architecture

如图 2 所示, 模拟预编码器由 PS 和 SPMT 开关组成, 由于每个 SPMT 开关控制连接的开关状态可以单独修改, 因此所提自适应连接架构可以在全连接和所有可能的部分连接架构之间进行平滑切换。当选择 $M_s = 1$ 时, 所提架构退化为传统的全连接架构。该架构将基带预编码器划分为 KN_d 个低维单元, 每个单元可以独立工作。因此, 所提架构使每条数据流能够独立和并行计算。如果不需要支持某些数据流, 可以关闭某些组件以节省能源。

2.2 所提自适应连接大规模 MIMO 阵列架构的功耗模型

用 0-1 连接状态矩阵 $\mathbf{D}_s \in \mathbf{C}^{N_s \times N_s^{RF}}$ 表示基站天线阵列开关控制连接的状态, 即 $\mathbf{D}_s(i, j) \in \{0, 1\}$, 表示第 i 天线与第 j 射频频链之间的开关控制连接被切换到关或开状态, 其中 $i \in N_s, j \in N_s^{RF}$, 并满足 $\sum_{j=1}^{N_s^{RF}} \mathbf{D}_s(i, j) \leq N_s, \sum_{i=1}^{N_s} \mathbf{D}_s(i, j) \leq N_s^{RF}$ 。

在基站处, 将天线阵列的峰值增益定义为 $G_s = \frac{4\pi A_s \eta_E}{\lambda_s^2}$, 其中 λ_s 为自由空间波长, η_E 为天线孔径, A_s 为最大接收方向上的有效面积。为了达到所期望的有效各向同性辐射功率 (EIRP), 发射机的发射功率消耗表示为 $P_s = \frac{10^{0.1EIRP}}{G_s}$ 。所提自适应连接架构的电路直流总功耗表示为:

$$P_s^{DC} = P_{RF} \times \sum_{j=1}^{N_s^{RF}} [\max_i \mathbf{D}_s(i, j)] + \sum_{j=1}^{N_s^{RF}} [\max_j \mathbf{D}_s(i, j)] \times (P_{PS} + P_{SW}) + N_s^{RF} P_C \quad (1)$$

其中, P_{RF} 为每个工作 RF 链的电路功耗, P_{PS} 为每个工作 PS 的直流功耗, P_{SW} 为每个工作 SPMT 的直流功耗, P_C 为每个工作 RF 链的其他硬件功耗。因此, 所提自适应连接架构的发射机总功耗可以表示为:

$$P_S = \frac{P_S^t}{\eta_{PA} \eta_{SW}} + P_S^{DC} \quad (2)$$

其中, η_{PA} 为发射放大器的效率, η_{SW} 为交换开关网络的效率。

2.3 毫米波时变非平稳随机信道模型

在毫米波大规模 MIMO 系统中,多用户多数据流的无线通信场景对底层通信系统的设计提出了更高的要求,需要研究空域和时域非平稳性等新的信道特性。本文利用文献[8]提出的时变非平稳毫米波大规模 MIMO 信道模型。考虑毫米波下行信道模型存在时变电磁散射体, N_m 表示第 m 个散射体中具有相应到达角(AoA)和出发角(AoD)的传播子路径射线数,每个散射体中的每条射线按拉普拉斯分布。每个散射体是随机分布的,以一定的概率运动或静止。信道模型满足 $N_S^{RF} \leq M(t) \cdot N_m \leq \min(N_u, N_S)$ 。每个散射体和每个收发器之间的传播空间可以抽象为一个虚拟链路^[9]。毫米波下行信道模型表示为 $\mathbf{H}_S = [\mathbf{H}_{S1}^H, \dots, \mathbf{H}_{SK}^H]^H \in \mathbb{C}^{KN_u \times N_S}$, $u \in \{1, \dots, K\}$ 。从基站到用户 u 的下行通道模型表示为 $\mathbf{H}_{su}(t, \tau) = [h_{qp}(t, \tau)] \in \mathbb{C}^{N_u \times N_S}$ 。配置 N_S 个发射天线和 N_u 个接收天线的时变信道的信道脉冲响应表示为:

$$h_{qp}(t, \tau) = \sqrt{\frac{K_h(t)}{K_h(t)+1}} \cdot h_{qp,0}(t) \cdot \delta(\tau - \tau_0(t)) + \sqrt{\frac{1}{K(t)+1}} \sum_{m=1}^{M(t)} \sum_{n=1}^N h_{qp,mm}(t) \cdot \delta(\tau - \tau_m(t) - \tau_{nm}(t)) \quad (3)$$

其中, $K(t)$ 为莱斯因子, $h_{qp,0}(t)$ 为视距(LOS)部分的幅值, $h_{qp,mm}(t)$ 为非 LOS(NLOS)部分的幅值, $\tau_0(t)$ 为 LOS 部分的时延。

2.4 毫米波 MU-MIMO 系统下行链路数据传输速率

考虑上述毫米波下行信道模型,一个基站为 K 个用户提供多条数据流。在基站处,向量 $\mathbf{g} = [\mathbf{g}_1^T, \dots, \mathbf{g}_K^T]^T \in \mathbb{C}^{KN_d \times 1}$ 包含 KN_d 条数据流并且满足 $E[\mathbf{g}\mathbf{g}^H] = \frac{1}{L_S} \mathbf{I}_{L_S}$, 其中 $L_S = KN_d$ 。 \mathbf{g} 首先通过功率分配矩阵 $\mathbf{P} \in \mathbb{R}^{L_S \times L_S}$, 并且满足总功率约束 $\|\mathbf{P}\|_F^2 = P_S^t$ 。然后, \mathbf{g} 由数字预编码矩阵 $\mathbf{F}_S^{BB} \in \mathbb{C}^{N_S^{RF} \times L_S}$ 进行处理之后,依次通过模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}_S^{RF} \in \mathbb{C}^{N_S \times N_S^{RF}}$ 和 \mathbf{D}_S 。离散时间传输信号表示为:

$$\mathbf{g}_S = (\mathbf{F}_S^{RF} \circ \mathbf{D}_S) \mathbf{F}_S^{BB} \mathbf{P} \mathbf{g} \quad (4)$$

其中,数字预编码矩阵和模拟预编码矩阵均满足总能量限制 $\|(\mathbf{F}_S^{RF} \circ \mathbf{D}_S) \mathbf{F}_S^{BB}\|_F^2 \leq P_S^t$ 。由于模拟预编码矩阵由 PS 和交换开关网络实现,其矩阵元素应满足 $|\mathbf{F}_S^{RF}(i, j)| = \frac{1}{\sqrt{N_S}}$ 。用户 u 接收到的信号表示为:

$$\mathbf{y}_u = \mathbf{H}_{su} \mathbf{g}_S + \mathbf{n}_u \quad (5)$$

其中, $\mathbf{y}_u \in \mathbb{C}^{N_u \times 1}$, $\mathbf{H}_{su} \in \mathbb{C}^{N_u \times N_S}$, 用户 u 的复高斯白噪声向量 $\mathbf{n}_u \in \mathbb{C}^{N_u \times 1}$ 满足独立同分布的复高斯分布,即 $E[\mathbf{n}_u \mathbf{n}_u^H] = \sigma^2 \mathbf{I}_{N_u}$ 。在接收端,每个用户使用模数组合器获得经过处理的接收信号,该信号表示为:

$$\tilde{\mathbf{y}}_u = (\mathbf{W}_u^{BB})^H (\mathbf{W}_u^{RF})^H \mathbf{H}_{su} (\mathbf{F}_S^{RF} \circ \mathbf{D}_S) \mathbf{F}_S^{BB} \mathbf{P} \mathbf{g} + (\mathbf{W}_u^{BB})^H (\mathbf{W}_u^{RF})^H \mathbf{n}_u \quad (6)$$

其中, $\mathbf{W}_u^{BB} \in \mathbb{C}^{N_u^{RF} \times N_u}$ 为数字组合矩阵, $\mathbf{W}_u^{RF} \in \mathbb{C}^{N_u \times N_u^{RF}}$ 为模拟组合矩阵。用户 u 的等效基带信道可以表示为 $\tilde{\mathbf{H}}_{su} = (\mathbf{W}_u^{RF})^H \mathbf{H}_{su} (\mathbf{F}_S^{RF} \circ \mathbf{D}_S)$ 。用户 u 处理的接收信号的第 d 条数据流表示为:

$$\tilde{y}_{ud} = \mathbf{h}_{sud} \cdot \sqrt{P_{sud}} \cdot g_{ud} + \sum_{a=1, a \neq d}^{N_d} \mathbf{h}_{sua} \cdot \sqrt{P_{sua}} \cdot g_{ua} + \sum_{k=1, k \neq u}^K \sum_{a=1}^{N_d} \mathbf{h}_{ska} \cdot \sqrt{P_{ska}} \cdot g_{ka} + (\mathbf{W}_u^{BB})^H (\mathbf{D}_S) (\mathbf{W}_u^{RF})^H \mathbf{n}_u \quad (7)$$

其中, $\mathbf{h}_{sud} = (\mathbf{H}_{su}^{BB})^H (\mathbf{D}_S) \tilde{\mathbf{H}}_{su} \mathbf{F}_S^{BB}(:, ud)$, $\mathbf{h}_{sua} = (\mathbf{W}_u^{BB})^H (\mathbf{D}_S) \tilde{\mathbf{H}}_{su} \mathbf{F}_S^{BB}(:, ua)$, $\mathbf{h}_{ska} = (\mathbf{W}_u^{BB})^H (\mathbf{D}_S) \tilde{\mathbf{H}}_{su} \mathbf{F}_S^{BB}(:, ka)$, $u \in \{1, \dots, K\}$, $d \in \{1, \dots, N_d\}$ 。 P_{sud} 为分配给用户 u 的第 d 条数据流的功率。式(7)中的第一项是期望信号,其他 3 项分别表示用户内部干扰、用户间干扰和噪声。经过用户 u 处理的接收信号的第 d 条数据流的信干噪比(SINR)表示为:

$$SINR_{sud} = \frac{P_{sud} |\mathbf{h}_{sud}|^2}{P_{sua} \sum_{a=1, a \neq d}^{N_d} |\mathbf{h}_{sua}|^2 + P_{ska} \sum_{k=1, k \neq u}^K \sum_{a=1}^{N_d} |\mathbf{h}_{ska}|^2 + I_{sud}} \quad (8)$$

其中, $I_{sud} = \sigma^2 \|\mathbf{W}_u^{RF} \mathbf{W}_u^{BB}(:, d)\|_F^2$ 。因此,在毫米波 MU-MIMO 系统下行链路中,总数据传输速率表示为:

$$R_S = \sum_{u=1}^K \sum_{d=1}^{N_d} \log_2(1 + SINR_{sud}) \quad (9)$$

3 连接状态矩阵设计

当接收端完全已知 CSI,且发送端未知时,发送阵列进行功率平均分配是合理的。而在实际设计中,对信道状况好时多分配功率,差时少分配功率,可以最大化数据传输速率。注水算法可以根据信道状况对发送功率进行自适应分配。基于上述得到的混合预编码矩阵和组合矩阵,考虑对每个用户均分配适当的功率,并以对角功率分配矩阵 \mathbf{P} 作为连接状态矩阵的设计依据。以基站端为例进行设计,当 \mathbf{F}_S^{BB} , \mathbf{F}_S^{RF} , \mathbf{W}_{RF} 和 \mathbf{W}_{BB} 给定时,毫米波下行信道容量可以表示为:

$$C_S = \sum_{u=1}^K \sum_{d=1}^{N_d} \log_2(1 + SNR_{sud}) = \sum_{u=1}^K \sum_{d=1}^{N_d} \log_2\left(1 + \frac{P_{sud} |\mathbf{h}_{sud}|^2}{I_{sud}}\right) \quad (10)$$

其中, $\mathbf{h}_{sud} = (\mathbf{W}_u^{BB})^H (\mathbf{D}_S) \tilde{\mathbf{H}}_{su} \mathbf{F}_S^{BB}(:, ud)$, $I_{sud} = \sigma^2 \|\mathbf{W}_u^{RF} \mathbf{W}_u^{BB}(:, d)\|_F^2$ 。得到如下优化问题:

$$\max_{P_{11}, \dots, P_{KN_d}} C_S \quad (11a)$$

$$\text{s. t. } \sum_{u=1}^K \sum_{d=1}^{N_d} P_{sud} = P_S^t \quad (11b)$$

将问题(11)重写为拉格朗日函数,即

$$\sum_{u=1}^K \sum_{d=1}^{N_d} \log_2\left(1 + \frac{P_{sud} |\mathbf{h}_{sud}|^2}{I_{sud}}\right) - \omega \left(\sum_{u=1}^K \sum_{d=1}^{N_d} P_{sud} - P_S^t\right) = 0 \quad (12)$$

其中, ω 表示拉格朗日乘子。对式(12)中的 P_{sud} 求导得到

$$P_{sud} = \frac{1}{\omega \ln 2} - \frac{I_{sud}}{|\mathbf{h}_{sud}|^2}。将其代入式(11b)做如下推导:$$

$$\begin{aligned} \sum_{u=1}^K \sum_{d=1}^{N_d} P_{sud} = P_S^t &\Rightarrow \frac{KN_d}{\omega \ln 2} = \sum_{u=1}^K \sum_{d=1}^{N_d} \frac{I_{sud}}{|\mathbf{h}_{sud}|^2} + P_S^t \\ &\Rightarrow \frac{P_S^t}{KN_d} = \frac{1}{\omega \ln 2} - \frac{1}{KN_d} \sum_{u=1}^K \sum_{d=1}^{N_d} \frac{I_{sud}}{|\mathbf{h}_{sud}|^2} \end{aligned}$$

结合上述推导, P_{sud} 可以表示为:

$$P_{sud} = \left[\frac{1}{\omega \ln 2} - \frac{I_{sud}}{|\mathbf{h}_{sud}|^2} \right]^+ = \begin{cases} P_{sud}, & \frac{1}{\omega \ln 2} > \frac{I_{sud}}{|\mathbf{h}_{sud}|^2} \\ 0, & \frac{1}{\omega \ln 2} < \frac{I_{sud}}{|\mathbf{h}_{sud}|^2} \end{cases} \quad (13)$$

根据得到的实数对角矩阵 $\mathbf{P} \in \mathbb{R}^{KN_d \times KN_d}$, 连接状态矩阵

D_s 可以表示为:

$$D_s(i, j) = \begin{cases} 1, & P(m, n) = P_{ad}, m \leq KN_d, n \leq KN_d \\ 0, & P(m, n) = 0, m \leq KN_d, n \leq KN_d \\ 0, & KN_d \leq i \leq N_s, KN_d \leq j \leq N_s^{RF} \end{cases}$$

4 仿真分析

为了评估所提自适应连接架构在毫米波 MU-MIMO 系统中的性能,本节给出了相应的仿真实验。所有仿真实验均在 Intel Core i5-12500H 2.50 GHz CPU 和 16GB RAM 的台式计算机上使用 MATLAB R2019b 实现。首先,对不同分组的所提自适应连接架构和传统的全连接架构进行了功耗比较。在此基础上,对采用不同预编码方案的毫米波 MU-MIMO 系统,进行了数据传输率评估。在本次实验仿真中,假设每个用户具有与基站相同的 MIMO 架构,且所有用户具有相同的天线数和 RF 链数,基站和用户都完全知道系统的信道状态信息(CSI)。设置时变非平稳随机信道由 10 个散射体组成,其中每个散射体中的射线数设置为 10。将算法 1 中的精确参数设置为 $\epsilon = 10^{-6}$ 。

如表 1 所列,将所提自适应连接架构与文献[1]提出的全自适应连接预编码架构、文献[2]提出的混合符号级预编码架构以及传统的全连接架构进行了硬件开销比较。与其他自适应连接架构相比,所提架构使用的 PS 和交换开关更少。虽然与传统的全连接架构相比,所提架构的 PS 总数减少了 M_s 倍,但每个子阵列仍保持电子波束控制能力。因此,所提架构可以提供与全连接架构相似的波束控制范围。

表 1 不同大规模 MIMO 架构的硬件开销比较

Table 1 Hardware overhead comparison for different massive MIMO architectures

不同架构	移相器数量	交换开关数量
全连接架构	$N_s^{RF} \times N_s$	0
全自适应连接预编码架构	$N_s^{RF} \times N_s$	$N_s^{RF} \times N_s$
混合符号级预编码架构	$N_s^{RF} \times N_s$	$N_s^{RF} \times N_s$
所提自适应连接架构	$N_s^{RF} \times \frac{N_s}{M_s}$	$N_s^{RF} \times \frac{N_s}{M_s}$

4.1 功率消耗

在本次实验仿真中,根据预期准则,将 EIRP 设置为 15 dBW,各向同性天线的孔径效率设置为 90%,高频段设置为 60 GHz,这是毫米波频段考虑的所需频率范围。设置 $P_{RF} = 0.3 \text{ W}, P_{PS} = 0.03 \text{ W}, P_{SW} = 0.01 \text{ W}, P_C = 0.5 \text{ W}$ 。

如图 3 所示,在阵列分组越小的情况下,所提自适应连接架构使用的 PS 和交换开关越少,使得所提架构的功耗逐渐降低。

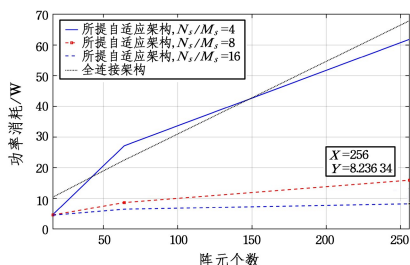


图 3 所提自适应连接结构的功耗(SNR=10 dB)

Fig. 3 Power consumption of the proposed adaptive-connected architecture(SNR=10 dB)

当 SNR=10 dB 且天线单元分为 4 组时,当 $N_s > 144$ 时,所提架构的功耗略低于传统全连接架构;当 $N_s = 256$ 时,其功耗比全连接架构功耗降低约 6.04 W。将所提架构的天线单元分为 8 组时,其功耗明显低于全连接架构,当 $N_s = 256$ 时,其功耗比全连接架构降低了约 6.3 dB。将天线单元分为 16 组时,其性能达到最佳状态,当 $N_s = 256$ 时,其功耗比全连接结构降低约 9.16 dB。

如图 4 所示,当 SNR=-10 dB 时,不同分组的所提架构功耗略有增加。将所提架构的天线单元分为 16 组且 $N_s = 256$ 时,其功耗仍然比全连接架构降低了约 7.67 dB。

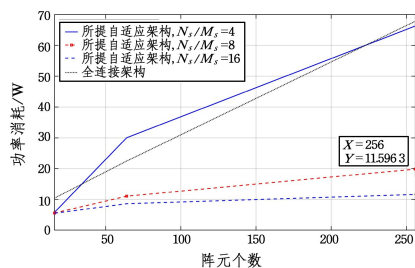


图 4 所提自适应连接结构的功耗(SNR=-10 dB)

Fig. 4 Power consumption of the proposed adaptive-connected architecture(SNR=-10 dB)

4.2 数据传输速率

在毫米波大规模 MIMO 系统中,将模拟阶段与数字阶段分离的两阶段设计方法被广泛应用于 MU-MIMO 系统的混合预编码设计,以近似全数字预编码方案,且不需要过多的迭代处理^[10-16]。因此,本次实验仿真利用文献[17]中 Babai-AltMin 方案与文献[18]中 MU-HBD 方案验证所提自适应连接架构的性能。

当天线单元分为 16 组时,分别采用 Babai-AltMin 方案、MU-HBD 方案和全数字预编码方案,对配备所提自适应连接架构的毫米波 MU-MIMO-OFDM 系统的数据传输速率进行评估。如图 5 所示,当 $N_s = 64$ 且 $N_u = 16$ 时,各方案提供的数据传输速率随着信噪比的增加而逐渐增加。随着基站数据流总数的增加,各方案提供的数据传输速率也相应增加。如图 5 所示,当 SNR=20 dB 且 $L_s = 16$ 时,与 $L_s = 8$ 相比, Babai-AltMin 方案与 MU-HBD 方案提供的数据传输率分别提高了 44.8%和 54.3%。

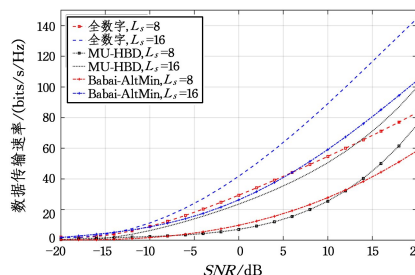


图 5 系统的数据传输速率($N_s = 64, N_u = 16$)

Fig. 5 Data transmission rate of the system($N_s = 64, N_u = 16$)

如图 6 所示,当 $N_s = 256$ 且 $N_u = 16$ 时,随着基站处天线数的增加,整个系统的阵列增益和分集增益也更高,各方案提供的数据传输速率均高于 $N_s = 64$ 。在 SNR=20 dB 且 $L_s = 16$ 时, Babai-AltMin 方案和 MU-HBD 方案提供的数据传输速率较 $N_s = 64$ 时,分别提高了 11.9%和 13.5%。在

采用所提自适应连接结构的毫米波 MU-MIMO-OFDM 系统中,随着数据流总数的增加,各方案能够获得更高的数据传输速率。

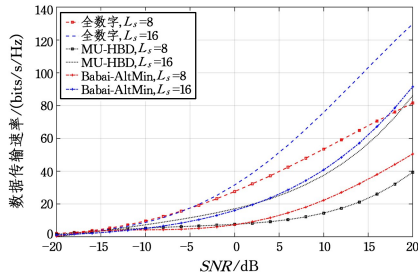


图 6 系统的数据传输速率($N_s=256, N_u=16$)

Fig. 6 Data transmission rate of the system($N_s=256, N_u=16$)

结束语 本文提出了一种基于比特流的自适应连接大规模 MIMO 架构,在大功率全连接和低性能部分连接混合预编码架构之间进行权衡。与其他自适应连接结构相比,所提自适应连接结构包含更少的 PS 和交换开关,使每个数据流能够独立并行计算。该架构的功耗随着阵列分组数减小而逐渐降低,因此在毫米波 MU-MIMO 系统中可以通过适当选择 M_s 来实现更低的功耗。在采用所提架构的毫米波 MU-MIMO-OFDM 系统中,随着数据流总数的增加,一些现有混合预编码方案可以获得更高的数据传输率。

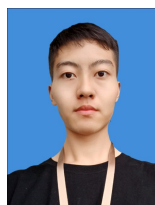
参考文献

- [1] XUE X, WANG Y, YANG L, et al. Energy-efficient hybrid precoding for massive MIMO mmWave systems with a fully-adaptive-connected structure[J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(6): 3521-3535.
- [2] HAQIQATNEJAD A, KAYHAN F, OTTERSTEN B. Energy-Efficient Hybrid Symbol-Level Precoding for Large-Scale mm-Wave Multiuser MIMO Systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(5): 3119-3134.
- [3] YU X, ZHANG J, LETAIEF K B. A hardware-efficient analog network structure for hybrid precoding in millimeter wave systems[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2018, 12(2): 282-297.
- [4] PARK S, ALKHATEEB A, HEATH R W. Dynamic subarrays for hybrid precoding in wideband mmWave MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(5): 2907-2920.
- [5] JING X, LI L, LIU H, et al. Dynamically connected hybrid precoding scheme for millimeter-wave massive MIMO systems[J]. IEEE Communications Letters, 2018, 22(12): 2583-2586.
- [6] PAYAMI S, GHORAISHI M, DIANATI M. Hybrid beamforming for large antenna arrays with phase shifter selection [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(11): 7258-7271.
- [7] PAYAMI S, GHORAISHI M, DIANATI M, et al. Hybrid beamforming with a reduced number of phase shifters for massive MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(6): 4843-4851.

- [8] WU S, WANG C X, ALWAKEEL M M, et al. A general 3-D non-stationary 5G wireless channel model[J]. IEEE Transactions on Communications, 2017, 66(7): 3065-3078.
- [9] BIAN J, SUN J, WANG C X, et al. A WINNER+ based 3-D non-stationary wideband MIMO channel model[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 17(3): 1755-1767.
- [10] HU C, LIU J, LIAO X, et al. A novel equivalent baseband channel of hybrid beamforming in massive multiuser MIMO systems [J]. IEEE Communications Letters, 2017, 22(4): 764-767.
- [11] WU X, LIU D, YIN F. Hybrid beamforming for multi-user massive MIMO systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2018, 66(9): 3879-3891.
- [12] NI W, DONG X. Hybrid block diagonalization for massive multiuser MIMO systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2015, 64(1): 201-211.
- [13] NGUYEN D H N, LE L B, LE-NGOCT, et al. Hybrid MMSE precoding and combining designs for mmWave multiuser systems[J]. IEEE Access, 2017, 5: 19167-19181.
- [14] ZHANG Y, DU J, CHEN Y, et al. Near-optimal design for hybrid beamforming in mmWave massive multi-user MIMO systems[J]. IEEE Access, 2020, 8: 129153-129168.
- [15] ZHANG R, ZOU W, WANG Y, et al. Two-Stage Hybrid Beamforming Design for mmWave Multi-User Massive MIMO Systems[C] // 2020 IEEE Wireless Communications and Networking Conference Workshops (WCNCW). IEEE, 2020.
- [16] WANG S, LI Z, HE M, et al. A Joint Hybrid Precoding/Combining Scheme Based on Equivalent Channel for Massive MIMO Systems[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2022, 40(10): 2882-2893.
- [17] LYU S, WANG Z, GAO Z, et al. Lattice-based mmWave hybrid beamforming[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(7): 4907-4920.
- [18] ZHANG Y, LIAN Y, LIU Y, et al. Energy-Efficient Multi-Antenna Hybrid Block Diagonalization Precoding and Combining for MmWave Massive Multi-User MIMO Systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(10): 10461-10476.



XUE Jianbin, born in 1973, Ph.D, professor, Ph.D supervisor. His main research interests include wireless communication theory and technology, information system modeling and simulation, communication network and communication systems and multi-antenna system and technology, mobile edge computing, non-orthogonal multiple access, and D2D technology.



WANG Jiahao, born in 1998, master. His main research interests include massive MIMO, millimeter wave, and multiple access edge computing.