



计算机科学

COMPUTER SCIENCE

一种新的基于子连接结构的混合预编码算法

蒋锐, 徐姗姗, 徐友云

引用本文

蒋锐, 徐姗姗, 徐友云. 一种新的基于子连接结构的混合预编码算法[J]. 计算机科学, 2022, 49(5): 256-261.

JIANG Rui, XU Shan-shan, XU You-yun. [New Hybrid Precoding Algorithm Based on Sub-connected Structure](#)[J]. Computer Science, 2022, 49(5): 256-261.

相似文章推荐 (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)

[基于多天线 NOMA 的通信系统高能效功率分配方法](#)

Energy Efficient Power Allocation for MIMO-NOMA Communication Systems

计算机科学, 2021, 48(6A): 398-403. <https://doi.org/10.11896/jsjcx.200900175>

[大规模 MIMO 室外无线光通信系统中基于分段高斯近似的最大似然盲检测算法](#)

Maximum Likelihood Blind Detection Algorithm Based on Piecewise Gaussian Approximation for Massive MIMO Outdoor Wireless Optical Communication Systems

计算机科学, 2020, 47(3): 255-260. <https://doi.org/10.11896/jsjcx.190200310>

[D2D 网络中基于分簇的无线资源分配机制](#)

Cluster-based Radio Resource Allocation Mechanism in D2D Networks

计算机科学, 2018, 45(9): 123-128. <https://doi.org/10.11896/j.issn.1002-137X.2018.09.019>

[一种全双工认知中继网络中实现能量高效的安全传输方法](#)

Design for Improving Energy-efficiency and Ensuring Physical-layer Security in Full-duplex Cognitive Relay Networks

计算机科学, 2017, 44(9): 172-177. <https://doi.org/10.11896/j.issn.1002-137X.2017.09.033>

[认知无线电中能效优化的子载波匹配策略](#)

Subcarrier Pairing Strategy for Energy Efficiency Optimization in Cognitive Radio

计算机科学, 2017, 44(6): 108-113. <https://doi.org/10.11896/j.issn.1002-137X.2017.06.019>

一种新的基于子连接结构的混合预编码算法

蒋锐^{1,2} 徐姗姗^{1,2} 徐友云²

1 南京邮电大学通信与信息工程学院 南京 210003

2 南京邮电大学通信与网络技术国家工程研究中心 南京 210003

摘要 毫米波通信是5G网络的关键技术,因为它可以提供较高数量级的频谱,但它具有更大的路损,采用大规模天线阵列和定向波束成形技术可以有效解决这一问题。随着天线数量的增加,传统数字预编码器的硬件和能量成本非常高,需采用混合预编码来克服这一困难,但全连接结构中该算法的功耗较高,因此提出了一种新的基于子连接结构的混合预编码算法。该算法首先将发射天线阵列分为几个独立的子阵列;然后分别对每个子阵列的模拟预编码矩阵进行设计,并依次优化每个子阵列的频谱效率,以最大限度地提高总频谱效率;最后,在求得的模拟预编码矩阵的基础上,利用最小二乘法求解数字预编码矩阵。仿真结果显示,该算法的频谱效率与正交匹配追踪算法相差不超过3bps/Hz,但能量效率最多可提高23.8%;与功率迭代算法相比,该算法的频谱效率更高,且能量效率可提高4%左右。因此,所提算法具有很好的实际应用价值。

关键词: 大规模MIMO;混合预编码;子连接;频谱效率;能量效率

中图分类号 TN928

New Hybrid Precoding Algorithm Based on Sub-connected Structure

JIANG Rui^{1,2}, XU Shan-shan^{1,2} and XU You-yun²

1 College of Telecommunications and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China

2 National Engineering Research Center for Communication and Network Technology, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China

Abstract Millimeter wave communication can provide higher spectrum, so that it's the key technology of 5G network, but it will also have greater road loss. Large scale antenna array and directional beamforming technology can solve this problem effectively. However, with the increase of the number of antennas, the cost of hardware and energy of traditional digital precoder is very high, so hybrid precoder is needed to overcome this difficulty. However, the power consumption of the algorithm is high in the fully-connected structure. Therefore, a new hybrid precoding algorithm based on sub-connected structure is proposed in this paper. Firstly, the transmit antenna array is divided into several independent sub-arrays, then the analog precoding matrix of each sub-array is designed, and the spectral efficiency of each sub-array is optimized in turn to maximize the total spectral efficiency. Finally, based on the obtained analog precoding matrix, the digital precoding matrix is solved by the least square method. Simulation results show that compared with the orthogonal matching pursuit algorithm, the difference between the two algorithms is no more than 3bps/Hz, but the energy efficiency can be improved by 23.8%. Compared with the power iterative algorithm, the spectral efficiency of the proposed algorithm is higher, and the energy efficiency can be improved by 4%. Therefore, the proposed algorithm has good practical application value.

Keywords Large scale MIMO, Hybrid precoding, Sub-connected, Spectrum efficiency, Energy consumption

1 引言

毫米波(mmWave)和大规模多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)技术的结合推动了第五代(the Fifth-Generation, 5G)无线通信系统的发展^[1-3]。与传统低频通信相比,毫米波频段可用带宽较大,可以显著提高系统吞吐量。

此外,因为其波长很短,所以大规模天线阵列能够集成到一个小物理空间中,并提供足够的阵列增益来减少毫米波信号的自由空间路径损耗,同时缓解通信中的一些噪声干扰,提升通信质量^[4-5]。在传统的MIMO系统中,预编码一般是利用数字预编码器来实现,其能够调整信号的大小及相位。然而,全数字预编码中每根天线都连接一条射频(Radio Frequency,

到稿日期:2021-03-12 返修日期:2021-07-20

基金项目:国家重点研发计划(2016YFE0200200);国家自然科学基金(61801240);南京邮电大学研究项目(NY220008)

This work was supported by the National Key Research and Development Program of China (2016YFE0200200), National Natural Science Foundation of China(61801240) and Research Project of Nanjing University of Posts and Telecommunications(NY220008).

通信作者:蒋锐(j_ray@njupt.edu.cn)

RF)链,具有较高的成本和功耗^[6],不适用于大规模 MIMO。因此,模拟预编码方案得到了广泛的研究^[7-10]。模拟预编码通常使用移相器对模拟预编码矩阵的元素施加恒定的模数约束,这比数字预编码复杂得多。因为它不能控制预编码器元件的大小,所以性能也较差。为了解决这一问题,文献[11]考虑使用简单模拟开关的天线子集选择方案,但此方案产生的阵列增益有限,而且性能差^[12]。

近年来,一种可以减少 RF 链数量的混合预编码体系结构得到了普遍关注。为了获得更好的性能,文献[13]研究的混合预编码主要由数字和模拟预编码器组成,其中数字预编码器包括用较少的 RF 链来完成干扰消除,模拟预编码器包括用较多的移相器(Phase Shifter, PS)来提高增益。这样,混合预编码可以使用更少的 RF 链,但是不会明显降低性能。文献[14]基于空间稀疏预编码,把可达速率优化问题描述为稀疏逼近问题,并通过正交匹配追踪(Orthogonal Matching Pursuit, OMP)算法来求解,以达到接近最优性能的效果。文献[15]研究了基于码本的混合预编码算法,在提前设置的码本中进行迭代搜索以找到最优的混合预编码矩阵。文献[16]针对信号传播漫散射而造成的用户间相互干扰的问题,提出了一种基于连续干扰消除(Successive Interference Cancellation, SIC)思想的鲁棒预编码器设计方案。文献[17]首先对预编码矩阵进行分解,然后将预编码设计映射成多层神经网络来实现。但是,这些都是基于全连接(Fully-Connected, FC)系统而设计的,其中每个 RF 链利用 PS 连接到全部基站(Base Station, BS)天线。由于 BS 天线的数量非常多,且 FC 的系统结构需要数千个 PS,因此其功耗较高。然而,在子连接(Sub-Connected, SC)结构中,每个 RF 链只与 BS 天线相连,PS 的数量明显减少。因此,在大规模 MIMO 系统中,SC 结构可以达到更节能、更容易实现的效果。文献[18]提出了一种基于 SIC 思想的混合预编码算法,该算法不仅可以实现低复杂度,而且性能也达到了接近最优的效果,但是该算法的不足之处在于不能调整发射信号的幅度。近两年,有学者研究了利用机器学习方法实现的混合预编码算法,如文献[19]提出了一种采用交叉熵优化方法的混合预编码算法,通过迭代更新具有稳健误差的交叉熵损失函数来求解混合预编码器以提高系统的能量效率,但它需要预测随机序列样本,在迭代更新过程中硬件复杂度高,每更新一次训练开销很大。

针对上述问题,为了实现系统频谱效率、能量效率及硬件复杂度的折衷,本文提出了一种新的基于 SC 结构的混合预编码算法。首先,由于 RF 链只连接到天线的一个不相交集,因此根据 RF 链和子阵列之间的连接建模块对角矩阵;然后设计出每个子阵列的模拟预编码矩阵,并依次优化每个子阵列的频谱效率,以最大限度地提高总频谱效率;最后,基于上述结果,利用最小二乘法(Least Square, LS)求解数字预编码矩阵。综上所述,本文的具体贡献如下:

(1)为了简化模拟预编码矩阵的求解过程,我们将具有非凸约束的问题分解为一系列可以简单求解的子问题,然后将所有子问题的解组合在一起并进行块对角化,从而得到完整的模拟预编码矩阵。

(2)将模拟预编码和数字预编码的联合优化问题转化为

它们各自的优化问题,从而无须进行复杂的迭代优化。仿真结果显示,本文提出的混合预编码方法能够在系统的频谱效率、能量效率和硬件复杂度上实现较好的均衡。

本文第 2 节描述了我们考虑的混合预编码系统以及所采用的信道模型;第 3 节描述了本文提出的混合预编码算法及其实现过程;第 4 节模拟并分析结果;最后总结全文。

2 系统模型

2.1 混合预编码传输模型

本文考虑单用户大规模 MIMO 系统中混合预编码的两种典型体系架构,即图 1(a)所示的全连接结构和图 1(b)所示的子连接结构。它们都是由 $N_{\text{RF}} \times N_s$ 阶的数字预编码器 \mathbf{F}_{Dig} 和 $N_t \times N_{\text{RF}}$ 阶的模拟预编码器 \mathbf{F}_{RF} 组成,发送端具有 N_t 天线,接收端具有 N_r 天线, N_s 数据流在两者之间进行传输。同时,发送端配备 N_{RF} 条 RF 链,以便多个数据流进行传输;为了保证通信的有效性,应满足 $N_s \leq N_{\text{RF}} \leq N_t$ 。离散时间发送信号可写为 $\mathbf{x} = \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{Dig}} \mathbf{s}$,其中 \mathbf{s} 为 $N_s \times 1$ 阶的数据流符号,且满足 $E[\mathbf{s}\mathbf{s}^*] = \frac{1}{N_s} \mathbf{I}_{N_s}$, $E[\cdot]$ 为数学期望, \mathbf{I}_{N_s} 为 $N_s \times N_s$ 阶单位矩阵。

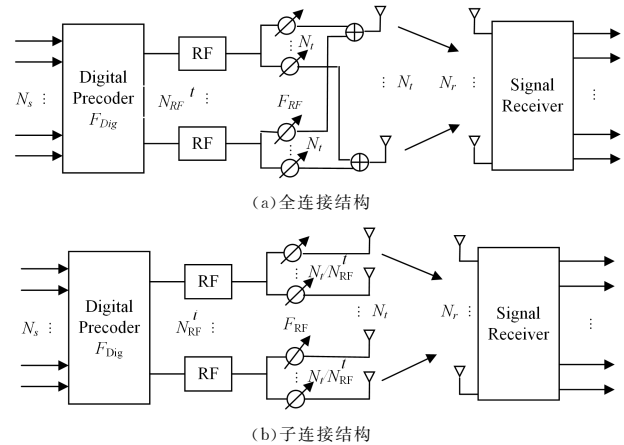


图 1 混合预编码系统传输模型

Fig. 1 Transmission model of hybrid precoding system

值得注意的是, \mathbf{F}_{Dig} 能够改变信号的幅度以及相位,而 \mathbf{F}_{RF} 是利用 PS 实现的,只能改变相位。此外,为了满足对总发射功率的约束, \mathbf{F}_{Dig} 被归一化以满足 $\|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{Dig}}\|_F^2 = N_s$,其中 $\|\cdot\|_F$ 表示 Frobenius 范数^[20]。

假设信道是窄带平坦衰落的,则模拟射频处理前的接收信号为:

$$\mathbf{y} = \sqrt{\rho} \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{Dig}} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (1)$$

其中, \mathbf{y} 为 $N_r \times 1$ 阶的接收信号, \mathbf{H} 为 $N_r \times N_t$ 阶的信道矩阵,使得 $E(\|\mathbf{H}\|_F^2) = N_t N_r$; ρ 表示平均接收功率; \mathbf{n} 为加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)且 $\mathbf{n} \sim \text{CN}(0, \sigma^2)$ 。本文假设完美信道状态信息(Channel State Information, CSI)是已知的。但在实际中,CSI 能够利用接收机的信道估计来获得^[21],并在发射机上进一步共享有效的反馈技术^[14]。接收机利用 RF 链和 PS 获得处理后的接收信号:

$$\tilde{\mathbf{y}} = \sqrt{\rho} \mathbf{W}_{\text{Dig}}^* \mathbf{W}_{\text{RF}}^* \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{Dig}} + \mathbf{W}_{\text{Dig}}^* \mathbf{W}_{\text{RF}}^* \mathbf{n} \quad (2)$$

其中, \mathbf{W}_{RF} 是 $N_r \times N_{\text{RF}}^r$ 阶的模拟组合器, \mathbf{W}_{Dig} 是 $N_{\text{RF}}^r \times N_s$ 阶的数字组合器。大量研究证明, 对发送端和接收端分别进行优化, 可以达到与联合优化性能相近的效果^[14], 因此我们重点设计发送端的混合预编码算法。同时, 为了便于分析, 假设接收端使用最优数字译码。当高斯信号在毫米波信道中进行传输时, 文献[22]给出了所达到的瞬时频谱效率应为:

$$R = \log_2 \left(\left| \mathbf{I}_{N_r} + \frac{\rho}{N_s \sigma^2} \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{Dig}} \mathbf{F}_{\text{Dig}}^* \mathbf{F}_{\text{RF}}^* \mathbf{H}^* \right| \right) \quad (3)$$

此外, 由于 \mathbf{F}_{RF} 是通过 PS 实现的, 它只能改变信号相位, 因此 \mathbf{F}_{RF} 和 \mathbf{W}_{RF} 的所有不为零元素都需要满足单位模量约束, 即 $|(\mathbf{F}_{\text{RF}})_{i,j}| = |(\mathbf{W}_{\text{RF}})_{i,j}| = 1$ 。

2.2 信道模型

由于毫米波的高路径损耗和天线元件的密集部署, 毫米波传播环境具有良好的聚类信道模型特征, 即 Saleh-Valenzuela 模型^[23]。其毫米波信道矩阵描述为:

$$\mathbf{H} = \gamma \sum_{i=1}^{N_{\text{cl}}} \sum_{l=1}^{N_{\text{ray}}} \alpha_{i,l} \mathbf{a}_r(\phi_{i,l}^r, \theta_{i,l}^r) \mathbf{a}_t(\phi_{i,l}^t, \theta_{i,l}^t)^* \quad (4)$$

其中, $\gamma = \sqrt{\frac{N_t N_r}{N_{\text{cl}} N_{\text{ray}}}}$ 为归一化因子, N_{cl} 和 N_{ray} 分别表示簇数和每个簇的射线数, $\alpha_{i,l}$ 代表第 i 散射簇中第 l 射线的增益。假设 $\alpha_{i,l} \sim \text{CN}(0, \sigma_{\alpha,i}^2)$, 其中 $\sigma_{\alpha,i}^2$ 表示第 i 个集群的平均功率, 并且 $\sum_{i=1}^{N_{\text{cl}}} \sigma_{\alpha,i}^2 = \gamma$ 是满足 $E(\|\mathbf{H}\|_F^2) = N_t N_r$ 的归一化因子。此外, $\mathbf{a}_r(\phi_{i,l}^r, \theta_{i,l}^r)$ 和 $\mathbf{a}_t(\phi_{i,l}^t, \theta_{i,l}^t)$ 分别表示接收机和发射机上的归一化天线阵列响应矢量, $\phi_{i,l}^r/\phi_{i,l}^t$ 和 $\theta_{i,l}^r/\theta_{i,l}^t$ 分别代表第 i 簇中第 l 射线到达/离开 (AoAs/AoDs) 的方位角和仰角。在 $W \times H$ 的平面天线阵列中, 一般我们考虑均匀方形平面阵列 (Uniform Planar Array, UPA), 即 $W = H = \sqrt{N}$ (N 为天线阵列的大小), 第 i 簇中第 l 射线对应的数组响应向量可以根据文献[24]给出。

$$\mathbf{a}_{\text{UPA}}(\varphi, \theta) = \frac{1}{\sqrt{N}} [1, \dots, e^{jkd(m \sin(\varphi) \sin(\theta) + n \cos(\theta))}, \dots, e^{jkd((W-1) \sin(\varphi) \sin(\theta) + (H-1) \cos(\theta))}]^T \quad (5)$$

其中, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$, d 和 λ 分别表示天线间距和信号波长, m 和 n 分别表示天线在水平和垂直轴上的指数, 其范围为 $0 \leq m < W$, $0 \leq n < H$, 通过对 m 和 n 进行遍历来取值。 m 和 n 的取值规则为: $m = \text{repelem}(0:W-1, W)$, $n = \text{repmat}(0:H-1, 1, H)$, 通过将范围内所有的 m 和 n 一一对应取出, 然后求出相应的阵列响应向量。虽然该信道模型将用于模拟, 但本文的预编码器设计适用于更多的通用模型。

3 混合预编码算法设计

本文主要针对发射端的混合预编码器 (\mathbf{F}_{RF} , \mathbf{F}_{Dig}) 进行研究, 以尽可能地提高式(3)中的频谱效率。因此, 本文算法的设计目标可以描述为:

$$\begin{aligned} & \max R(\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{Dig}}) \\ \text{s. t. } & \begin{cases} \|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{Dig}}\|_F^2 = N_s \\ \mathbf{F}_{\text{RF}} \in \mathbf{A}_f \end{cases} \end{aligned} \quad (6)$$

其中, \mathbf{A}_f 是所有具有恒定振幅的矩阵集合。

与 FC 架构不同, 图 1(b) 所示的 SC 架构使用的移相器

明显较少, 特别是每个 RF 链只与 $\frac{N_t}{N_{\text{RF}}}$ 条 RF 天线连接, 使 RF 域的硬件复杂度降低。因此, 该结构中的模拟预编码器 \mathbf{F}_{RF} 属于一组块矩阵 \mathbf{A}_f (\mathbf{A}_f 是在单位模量约束下的模拟预编码器的可行集), 其中每个块都是具有单位模量元素的 $\frac{N_t}{N_{\text{RF}}}$ 维向量。

\mathbf{F}_{RF} 的结构可以描述为:

$$\mathbf{F}_{\text{RF}} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{f}_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \mathbf{f}_{N_{\text{RF}}} \end{bmatrix}_{N_t \times N_{\text{RF}}} \quad (7)$$

其中, $\mathbf{f}_1, \mathbf{f}_2, \dots, \mathbf{f}_{N_{\text{RF}}}$ 为 $\frac{N_t}{N_{\text{RF}}} \times 1$ 阶的矩阵, 分别代表每一天线阵列对应的模拟预编码矩阵。

3.1 模拟预编码器设计

一般来说, 直接求解式(6)应该联合优化多个变量, 但是由于式(6)中目标函数和约束条件的非凸性, 对于类似的约束联合优化问题, 寻找全局最优解并不容易实现。然而, 基于混合预编码矩阵的特殊块对角线结构, 我们观察到不同子天线阵列上的预编码是独立的。因此, 我们把式(3)中的总频谱效率划分成若干个子频谱效率, 每次仅研究一个子阵的优化问题。把第一个子阵的频谱效率描述为:

$$R_1 = \log_2 \left(\left| 1 + \frac{\rho}{N_s \sigma^2} \mathbf{f}_{\text{Hy},1} \mathbf{H}^* \mathbf{H} \mathbf{f}_{\text{Hy},1} \right| \right) \quad (8)$$

其中, $\mathbf{f}_{\text{Hy},1}$ 代表混合预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{Hy}} = \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{Dig}}$ 的第一列。同时考虑到该系统结构下的模拟预编码器 \mathbf{F}_{RF} 的每一列向量只有 $\frac{N_t}{N_{\text{RF}}}$ 个连续的非零元素, 因此 $\mathbf{f}_{\text{Hy},1}$ 中也只有 $\frac{N_t}{N_{\text{RF}}}$ 个连续的非零元素。此处, 取 $\mathbf{H}^* \mathbf{H}$ 的前 $\frac{N_t}{N_{\text{RF}}} \times \frac{N_t}{N_{\text{RF}}}$ 阶子矩阵, 用 \mathbf{S} 表示, 并对 \mathbf{S} 进行奇异值分解, 则:

$$\mathbf{S} = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^* \quad (9)$$

令 $\mathbf{V}^* = [\mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2, \dots, \mathbf{V}_{N_{\text{RF}}}]$, \mathbf{V}_1 为 \mathbf{V}^* 的第一列向量。考虑到 \mathbf{F}_{RF} 的所有不为零元素都应该满足单位模量约束, 因此, 提取 \mathbf{V}_1 的相位, 用于表示第一个子阵的模拟预编码矩阵 \mathbf{f}_1 , 即:

$$\mathbf{f}_1 = \frac{\mathbf{V}_1}{|\mathbf{V}_1|} \quad (10)$$

同理, 我们可以依次得到 $\mathbf{f}_2, \mathbf{f}_3, \dots, \mathbf{f}_{N_{\text{RF}}}$, 从而可以设计出模拟预编码器 \mathbf{F}_{RF} 。我们注意到 \mathbf{F}_{RF} 的特殊性简化了模拟预编码器的设计, 使得单位模量约束不再是 SC 系统结构中的一个棘手问题。

3.2 数字预编码器设计

在给定的混合预编码架构中, 无法保证能找到一对 (\mathbf{F}_{RF} , \mathbf{F}_{Dig}) 使得 $\mathbf{F}_{\text{opt}} = \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{Dig}}$ 完全成立。然而, 我们可以把式(6)重写为:

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{Dig}}} \|\mathbf{F}_{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{Dig}}\|_F \\ \text{s. t. } & \|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{Dig}}\|_F^2 = N_s \end{aligned} \quad (11)$$

其中, \mathbf{F}_{opt} 代表最优的全数字预编码器。根据目标函数和约束条件, 本文通过最小二乘法来获得 \mathbf{F}_{Dig} , 从而设计出数字预编码矩阵。算法 1 给出了上述混合预编码算法的具体流程。

算法 1 一种新的基于子连接结构的混合预编码算法输入:最优预编码器 \mathbf{F}_{opt} 输出: $\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{Dig}}$

1. 定义射频预编码矩阵 \mathbf{F}_{RF}
2. 定义 $\mathbf{T}=\mathbf{H}^* \mathbf{H}$
3. 定义 $M=\frac{N_t}{N_{\text{RF}}^1}$
4. 对 \mathbf{T} 的前 M 行 M 列进行SVD分解, $\mathbf{T}=\mathbf{U}\Sigma\mathbf{V}^H$
5. 定义迭代次数 i, j
6. for $i \leq N_{\text{RF}}^1$
7. 提取 \mathbf{V} 的每一列 $\tilde{\mathbf{v}}=\mathbf{V}(:, i)$
8. 提取 $\tilde{\mathbf{v}}$ 的相位 $f_i(:, i)=\frac{\tilde{\mathbf{v}}}{|\tilde{\mathbf{v}}|}$
9. end
10. for $j \leq N_{\text{RF}}^1$
11. 计算模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{RF}}=\text{blkdiag}(\mathbf{F}_{\text{RF}}, f_i(:, j))$
12. end
13. 最小二乘法求解数字预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{Dig}}=(\mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}})^{-1} \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{opt}}$
14. 归一化数字预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{Dig}}=\sqrt{N_s} \frac{\mathbf{F}_{\text{Dig}}}{\|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{Dig}}\|_F}$

新的基于子连接结构的混合预编码算法的流程图如图 2 所示。

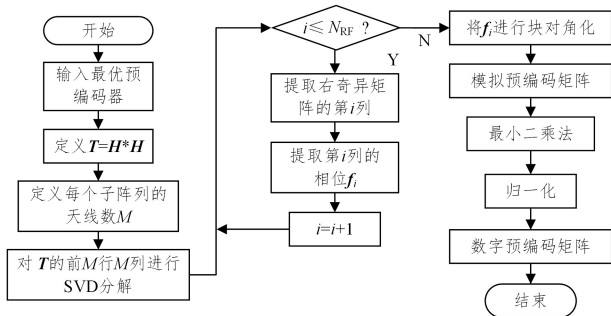


图 2 子连接结构混合预编码算法流程图

Fig. 2 Flow chart of hybrid precoding algorithm with sub-connected structure

4 仿真结果

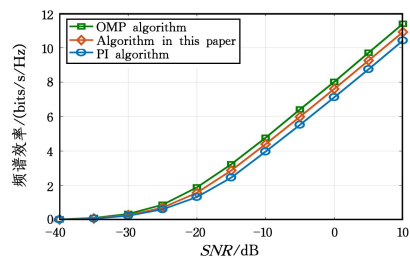
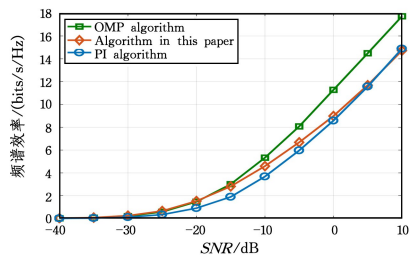
本节从频谱效率和功耗等方面对所提算法进行了仿真分析,将本文算法与 OMP 算法进行性能比较,并以基于 SIC 的功率迭代(Power Iteration, PI)算法为例来说明本文算法在性能上的提升。

4.1 频谱效率分析

本文将传播环境建模为一个 $N_{cl}=10$ 的簇环境,且每个簇中包含 10 条射线,每个簇中的 AoAs 和 AoDs 服从拉普拉斯分布^[25],角度扩展为 7.5° 。为了便于阐述,我们假设所有簇的功率相等,即 $\sigma_{\alpha_i}^2=\sigma_{\alpha_j}^2$,并且在方位角和仰角域中,发射机和接收机上的传播角度相等,即 $\sigma_{\phi_i}^2=\sigma_{\phi_j}^2=\sigma_{\theta_i}^2=\sigma_{\theta_j}^2$ 。出于公平考虑,对所有预编码解决方案进行相同的总功率约束,并将信噪比描述为 $\text{SNR}=\frac{P}{\sigma^2}$ 。

图 3 和图 4 给出了在 64×16 系统中,当射频链数量 $N_{\text{RF}}=2$ 、传输数据流 $N_s=1$ 和 $N_s=2$ 时随着 SNR 的变化 3 种算法的频谱效率。由图可知,在 3 种算法中,基于 FC

结构的 OMP 算法的频谱效率最高,基于 SC 结构的 PI 算法的频谱效率最低,本文算法的频谱效率介于二者之间。这是由于在 RF 域中 FC 架构比 SC 架构提供了更多的设计自由度,因此其频谱效率优于 SC 结构。由图 3 可以看出,当发送端数据流 $N_s=1$ 时,在相同的 SNR 下本文算法的频谱效率非常逼近 OMP 算法且一直高于 PI 算法,达到了几乎完美的性能;图 4 中,增加发送端数据流的数量($N_s=2$),在 $0 \sim 10$ dB 时,本文算法与 OMP 算法的频谱效率在相同的 SNR 下最大差别不到 3 bps/Hz,且与 PI 算法基本持平,这主要是因为高信噪比条件下各种算法的性能都可以达到一个较高的水平;在 $-40 \sim -30$ dB 时,信噪比很低,信道条件较差,故 3 种算法的性能都较差;在 $-30 \sim 0$ dB 时,本文算法的频谱效率明显高于 PI 算法且接近 OMP 算法。因此,本文算法在实际工程应用中具有较高的使用价值。

图 3 $N_t=64, N_r=16, N_s=1, N_{\text{RF}}^1=2$ 时各算法的频谱效率比较Fig. 3 Comparison of spectral efficiency of hybrid precoding algorithms when $N_t=64, N_r=16, N_s=1, N_{\text{RF}}^1=2$ 图 4 $N_t=64, N_r=16, N_s=2, N_{\text{RF}}^1=2$ 时各算法的频谱效率比较Fig. 4 Comparison of spectral efficiency of hybrid precoding algorithms when $N_t=64, N_r=16, N_s=2, N_{\text{RF}}^1=2$

在图 4 的基础上,当发射天线数量 $N_t=256$ 、接收天线数量 $N_r=64$ 时,在 $-30 \sim 0$ dB 范围内,本文算法的频谱效率仍然接近 OMP 算法,且明显优于 PI 算法,如图 5 所示。因此,本文算法在较大的毫米波系统中也有较好的性能。

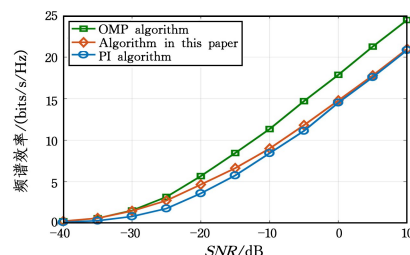
图 5 $N_t=256, N_r=64, N_s=2, N_{\text{RF}}^1=2$ 时各算法的频谱效率比较Fig. 5 Comparison of spectral efficiency of hybrid precoding algorithms when $N_t=256, N_r=64, N_s=2, N_{\text{RF}}^1=2$

图 6 和图 7 给出了当 SNR 一定时,3 种算法的频谱效率

随天线数量的变化情况。结果显示,随着基站和接收端天线数量的增多,上述所有算法的频谱效率都在提高,说明大规模天线阵列可以提高系统性能。同时,还可以看到,本文算法的性能明显优于基于 SIC 的 PI 算法,并且非常接近 OMP 算法。

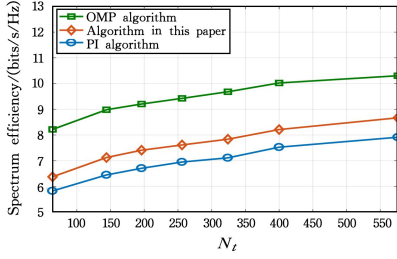


图 6 不同 N_t 下各算法的频谱效率比较 ($\text{SNR} = -10 \text{ dB}$)

Fig. 6 Comparison of spectral efficiency of various hybrid precoding algorithms with different N_t ($\text{SNR} = -10 \text{ dB}$)

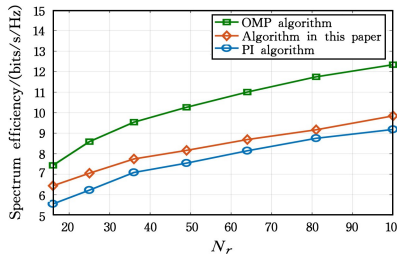


图 7 不同 N_r 下各算法的频谱效率比较 ($\text{SNR} = -10 \text{ dB}$)

Fig. 7 Comparison of spectral efficiency of various hybrid precoding algorithms with different N_r ($\text{SNR} = -10 \text{ dB}$)

综合分析上面的仿真结果可知,由于 FC 结构中每条 RF 链都连接一条天线,可以充分利用天线的阵列增益,因此其频谱效率一般优于 SC 结构,但是本文算法的频谱效率很大程度上接近 OMP 算法。同时,在仿真过程中可以发现,本文算法和 PI 算法都有较快的运行速度,均符合实时处理的需求,但是本文算法的频谱效率明显高于 PI 算法,因此其具备良好的实际使用价值。此外,由于 FC 结构中所需的 RF 链和移相器数量较多,其功耗和成本会远高于 SC 结构。

4.2 能量效率分析

在频谱效率方面,因为 FC 架构中的每条 RF 链都与一条天线连通,可以很好地利用阵列增益,并且有更多的设计自由度,因此其优于 SC 结构。相比之下,因为 SC 结构中的 RF 链较少,所以相应的功耗也会较低。为了更好地说明本文算法的功耗低这一优势,下文针对 OMP 算法和本文算法的能量效率进行了对比。能量效率写为:

$$\eta = \frac{R}{P + N_{\text{RF}}P_{\text{RF}} + N_{\text{PS}}P_{\text{PS}} + N_t P_{\text{PA}}} \quad (12)$$

其中, η 的单位是 $\text{bit}/\text{Hz}/\text{J}$, P 是信号发射功率, P_{RF} , P_{PS} , P_{PA} 分别是每个 RF 链、移相器和放大器的功率。移相器的数目 N_{PS} 可以表示为:

$$N_{\text{PS}} = \begin{cases} N_t N_{\text{RF}}, & \text{全连接} \\ N_t, & \text{子连接} \end{cases} \quad (13)$$

根据文献[26],我们将仿真参数设置为: $P = 10 \text{ W}$, $P_{\text{RF}} = 100 \text{ mW}$, $P_{\text{PS}} = 10 \text{ mW}$, $P_{\text{PA}} = 100 \text{ mW}$ 。图 8 给出了当发射天线数量 $N_t = 144$ 、接收天线数量 $N_r = 36$ 、数据流 $N_s = 2$,

$\text{SNR} = 0 \text{ dB}$ 时,本文算法和 OMP 算法的能量效率的比较结果。由图 8 可知,本文算法可以实现比 OMP 算法更高的能量效率。这是因为在 FC 结构中,移相器的数量 N_{PS} 与 $N_t N_{\text{RF}}$ 成线性缩放,随着 RF 链的增加,系统需要的 PS 会迅速增多,从而会有较高的功耗,进而导致系统的能量效率急剧下降。在 SC 结构中,移相器的数目与 N_{RF} 无关,在所研究的 RF 链数范围内,总功耗的变化很小,因此随着 RF 链的增多,本文算法的能量效率变化不大。同时可以观察到,本文算法的能量效率高于 PI 算法,这是因为本文算法可以获得比 PI 算法更高的频谱效率。总之,在一定的 RF 链路数量范围内,本文算法可以达到比 OMP 和 PI 算法更节能的效果,具有一定的实际应用价值。

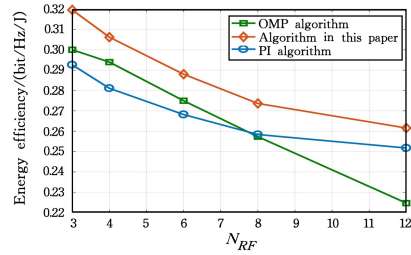


图 8 $N_t = 144$, $N_r = 36$, $N_s = 2$, $\text{SNR} = 0 \text{ dB}$ 时各算法的能量效率比较

Fig. 8 Energy efficiency comparison of hybrid precoding algorithms when $N_t = 144$, $N_r = 36$, $N_s = 2$, $\text{SNR} = 0 \text{ dB}$

4.3 复杂度分析

为了比较 OMP 算法、PI 算法以及本文算法的复杂度,我们在同一台计算机上,利用相同仿真软件在相同参数设置条件下对比了 3 种算法的实际运行时间,结果如表 1 所列。

表 1 算法复杂度

Table 1 Algorithm complexity

算法	执行时间/s
本文算法	22.243
OMP 算法	21.287
PI 算法	21.202

从表 1 中可以看出,由于本文算法对两个相乘矩阵的前 M 行 M 列进行了奇异值分解,因此需要相对较长的执行时间。虽然本文算法的复杂度略高于另外两种算法,但是三者处于同一个数量级上,运行时间完全在可接受的范围之内,仍然满足算法实时性的要求,可以在实际中应用。

结束语 对于大规模 MIMO 系统中 FC 架构功耗高的问题,本文提出了一种新的基于 SC 架构的混合预编码算法。首先,将发射天线阵列分为几个独立的子阵列,然后分别对每个子阵列的模拟预编码矩阵进行设计,接下来分别优化每个子阵列的频谱效率,以最大限度地提高总频谱效率,最后,基于所求的 \mathbf{F}_{RF} ,使用最小二乘法求解出 \mathbf{F}_{Dir} 。此外,本文还分析了在 FC 和 SC 结构下的能量效率。仿真结果表明,在大规模 MIMO 系统中,本文算法的频谱效率很接近 OMP 算法,并且明显高于基于 SIC 的 PI 算法;在能量效率方面,随着 RF 链数量增多,本文算法会达到优于 OMP 算法的效果,具有很好的实际应用价值。为了方便分析,本文研究是假设在完美的 CSI 下进行的,针对不完美 CSI 的混合预编码算法将是接下来的研究重点。

参 考 文 献

- [1] RUSEK F, PERSSON D, LAU B K, et al. Scaling Up MIMO: Opportunities and Challenges with Very Large Arrays[J]. *Signal Processing Magazine*, 2013, 30(1): 40-60.
- [2] BAI T, ALKHATEEB A, HEATH R W. Coverage and Capacity of Millimeter-Wave Cellular Networks[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2014, 52(9): 70-77.
- [3] LARSSON E G, EDFORS O, TUFVESSON F, et al. Massive MIMO for Next Generation Wireless Systems[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2014, 52(2): 186-195.
- [4] MARZETTA T L. Noncooperative Cellular Wireless with Unlimited Numbers of Base Station Antennas[J]. *Transactions on Wireless Communications*, 2010, 9(11): 3590-3600.
- [5] WU X, BEAULIEU N C, LIU D. On Favorable Propagation in Massive MIMO Systems and Different Antenna Configurations [J]. *IEEE Access*, 2017, 5(4): 5578-5593.
- [6] ZHANG D, PAN P, YOU R, et al. SVD-based Low-complexity Hybrid Precoding for Millimeter-wave MIMO Systems [J]. *IEEE Communications Letters*, 2018, 22(10): 2176-2179.
- [7] WANG Y, ZOU W, TAO Y. Analog Precoding Designs for Millimeter Wave Communication Systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2018, 67(12): 11733-11745.
- [8] ZHU G H, CHEN X. A Low Complexity Precoding Algorithm for Large-scale MIMO System[J]. *Computer Engineering*, 2019, 45(3): 96-100.
- [9] CAO H Y, ZHOU D, FANG X, et al. Low Complexity Precoding Based on Lanczos Method in Massive MIMO System[J]. *Computer Engineering*, 2019, 45(2): 87-91.
- [10] JI P S, JIA X D, LU Y, et al. Hybrid Precoding Scheme of UAV-Assisted Multi-User MIMO Millimeter Wave Network [J]. *Computer Engineering*, 2021, 47(8): 183-188.
- [11] MOLISCH A F, WIN M Z, WINTERS J H. Capacity of MIMO Systems with Antenna Selection[C]//*Transactions on Wireless Communications*. New York: IEEE Press, 2001: 1759-1772.
- [12] SPENCER Q H, JEFFS B D, JENSEN M A, et al. Modeling the Statistical Time and Angle of Arrival Characteristics of An Indoor Multipath Channel[J]. *Journal on Selected Areas in Communications*, 2006, 18(3): 347-360.
- [13] XU Z, HAN S, PAN Z, et al. Alternating Beamforming Methods for Hybrid Analog and Digital MIMO Transmission[C]//*International Conference on Communications*. New York: IEEE Press, 2015: 1595-1600.
- [14] AYACH O E, RAJAGOPAL S, ABU-SURRA S, et al. Spatially Sparse Precoding in Millimeter Wave MIMO Systems [J]. *Transactions on Wireless Communications*, 2014, 13(3): 1499-1513.
- [15] KIM T, KIM C, SEOL J Y. A Low Complexity Hybrid Beamforming Algorithm for Multi-beam Diversity Transmission [C]//*Global Communications Conference*. 2014: 1-4.
- [16] XIE P Z, SUN R, LI T. Hybrid Precoding Algorithm for Millimeter Wave MIMO System Base on Successive Interference Cancellation[J]. *Journal of Electronics and Information*, 2019, 41(2): 160-167.
- [17] YANG J, CHEN K, GE X, et al. Neural Networks in Hybrid Precoding for Millimeter Wave Massive MIMO Systems[C]//*Proceedings of International Conference on Artificial Intelligence for Communications and Networks*. China: The Institute for Computer Sciences, Social Informatics and Telecommunications Engineering, 2019: 100-105.
- [18] LIU Y, FENG Q, WU Q, et al. Energy-efficient Hybrid Precoding with Low Complexity for mmWave Massive MIMO Systems[J]. *IEEE Access*, 2019, 7(1): 95021-95032.
- [19] LIU B, REN H, LI L X. Machine Learning-based mmWave Massive MIMO Hybrid Precoding [J]. *Mobile Communications*, 2019, 43(8): 8-13.
- [20] GOLUB G H, VAN LOAN C F. *Matrix Computations*, 3rd ed [M]. USA: Johns Hopkins Univ. , 1996.
- [21] ALKHATEEB A, AYACH O E, LEUS G, et al. Channel Estimation and Hybrid Precoding for Millimeter Wave Cellular Systems [J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2017, 8(5): 831-846.
- [22] DING Q, DENG Y, GAO X, et al. Hybrid Precoding for mm-Wave Massive MIMO Systems with Different Antenna Arrays [J]. *China Communications*, 2019, 16(10): 45-55.
- [23] YUSTE A P, BRISO C. Saleh-Valenzuela Modelization and Clustering Information for A mmWave Intratrain Channel [C]//*The 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. New York: IEEE Press, 2019: 1-5.
- [24] ZHANG Z, WU X, LIU D. Joint Precoding and Combining Design for Hybrid Beamforming Systems With Subconnected Structure[J]. *IEEE Systems Journal*, 2020, 14(1): 184-195.
- [25] ZHANG D, WANG Y, LI X, et al. Hybridly-connected Structure for Hybrid Beamforming in mmWave Massive MIMO Systems [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2018, 66(2): 662-674.
- [26] XU S Q, SHI J L, ZHANG Z S, et al. Hybrid Beamforming Algorithm of Separated Subarrays Based on Millimeter Wave Large-scale MIMO[J]. *High Technology Letters*, 2019, 29(8): 731-738.



JIANG Rui, born in 1985, Ph.D, associate professor. His main research interests include radar signal processing and mobile communication system.