



研究与开发

毫米波 MIMO 发射机中的低复杂度动态子阵列组合方法

王瑾, 潘鹏, 张帅, 严军荣
(杭州电子科技大学, 浙江 杭州 310016)

摘要: 对于采用部分连接架构的毫米波 MIMO 系统, 为了提升频谱效率, 根据信道条件动态调整各子阵列的天线组成。然而, 对天线进行最佳分组需要按照一定准则对所有可能的天线组合进行穷举搜索, 将导致复杂度难以接受。针对这一问题, 提出了一种低复杂度的子阵列动态分配方法, 核心是在对阵元进行分组时, 引入一定的规则, 从而显著降低组合个数, 减少搜索范围。具体而言, 给出了两种低复杂度的天线组合算法。首先, 考虑到毫米波天线间具有较强的相关性, 将相邻多个天线虚拟为一个阵元, 从而降低搜索空间。其次, 通过将所有天线分为上下半区, 实现基于分区的天线组合, 实现了搜索空间的降低。仿真结果表明, 所提的方法能够在性能和复杂度之间获得较好的折中。

关键词: 毫米波; MIMO; 部分连接; 动态子阵列

中图分类号: TN929

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2020161

A low complexity dynamic subarray combination method for MIMO transmitter

WANG Cui, PAN Peng, ZHANG Shuai, YAN Junrong
Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310016, China

Abstract: For the mmWave MIMO system using a partially-connected structure, in order to improve the spectral efficiency, the antenna composition of each subarray will be dynamically adjusted according to the channel conditions. However, the optimal grouping of antennas requires exhaustive searching for all possible antenna combinations according to certain criteria, which leads to unacceptable complexity. In response to the problem, a low-complexity sub-array dynamic allocation method was proposed. The core was to introduce certain rules when grouping array elements, thereby significantly reducing the number of combinations and reducing the search range. Specifically, two low-complexity antenna combination algorithms were proposed. Firstly, considering the strong correlation between mmWave antennas, multiple adjacent antennas were virtualized as an array element, thereby reducing the search space. Secondly, by dividing all antennas into upper and lower half areas, the antenna combination based on partition was realized, and the search space was also reduced. Simulation results show that the proposed method can achieve a good trade-off between performance and complexity.

Key words: millimeter wave, MIMO, partially connected, dynamic subarray

收稿日期: 2019-10-17; 修回日期: 2020-05-10

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61372093, No.61401130)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No. 61372093, No. 61401130)

1 引言

随着移动智能终端数量的急剧增长, 各类移动应用已经深深地嵌入人们的日常生活当中, 这对移动通信网络的信息传输提出了更高的要求。然而, 有限的频谱资源始终是制约各类信息高效、安全传输的关键因素。尽管可以通过先进的物理层技术(如多输入多输出(MIMO)、正交频分复用、协作中继等)实现频谱效率的较大提升, 但是仍无法满足 5G 时代对高速数据传输的需求。因此迫切需要在现有频段之外寻找新的可用频谱资源。毫米波(millimeter wave, mmWave)频段凭借其更宽的带宽以及大量的未授权频段, 正获得越来越多的关注。基于此, 工作于 26.5 GHz 以上的毫米波通信技术也有望成为 5G 的关键技术之一。但是根据电磁波的传输理论, 相比于目前已广泛使用的 6 GHz 以下频段, 毫米波信号由于较短的波长, 将受到更严重的路径损耗; 与此同时, 也正是得益于其较短的波长, 使在一定尺寸内封装大量的天线元件成为可能, 从而可以利用大规模天线阵列产生的波束成形增益来弥补路径损耗。因此, 大规模天线阵列的应用对于毫米波通信具有重要的意义, 并以此构成大规模毫米波 MIMO 通信系统^[1-3]。

预编码或波束成形技术对于 MIMO 系统, 特别是大规模 MIMO 系统的信息传输具有重要意义。在传统的 MIMO 系统中, 预编码多在基带数字处理单元中进行, 这意味着每一根天线都需要各自独立地配备一条专门的射频(radio frequency, RF)链路。这对工作于毫米波频段的系统而言, 将导致较高的硬件成本和功率损耗。因此, 在实际的毫米波 MIMO 系统设计中, 往往采用模拟/数字混合预编码^[4-9]架构代替全数字预编码架构, 从而能够显著地减少 RF 链路数量^[10], 使毫米波系统的硬件成本、功率损耗及设计难度获得较大程度的降低。一般而言, 模拟/数字(模数)

混合预编码架构由模拟相移网络和低维度的数字基带预编码器构成, 分别用于实现模拟波束成形和基带数字预编码, 从而同时获得波束成形增益(beamforming gain)和复用增益(multiplex gain)。在实际系统中, 根据 RF 链路是否与全部天线相连, 模数混合架构可分为全连接和部分连接两种结构^[5-9], 如图 1 所示。在全连接结构中, 图 1(a)中的每一条 RF 链路都是通过一个移相器网络与所有的阵元(天线)连接, 这样能获得每个 RF 链路的全波束成形增益, 在系统性能方面更接近全数字预编码系统; 而在部分连接结构中, 图 1(b)中每一条 RF 链路只与一个天线子阵列连接, 相对全连接结构而言, 这样做能够显著降低硬件实现复杂度^[5-9], 更有利于在实际系统中的应用。对于模拟相移网络, 一般借助移相器、开关或者透镜等元器件来实现^[11-12]。当需要进行模拟波束成形处理时, 可以通过 RF 链路上的模拟移相器调整信号的相对相位, 进而引导发送/接收波束到达预期的方向上。从信号角度的分析, 模拟相移网络可看作对基带数字信号进行模拟预编码处理, 并且此时模拟预编码矩阵中的每个元素都必须满足恒模约束的条件。在移相器网络中, 每一个移相器只与一根天线相连接^[12], 这也说明了从 RF 链路中流出的信号, 是在移相器作用下传输到发送端天线阵列, 最后通过发射天线将处理好的信号发送出去。

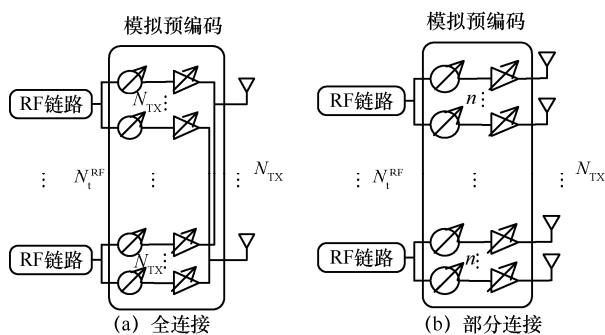


图 1 RF 链路与模拟预编码部分的连接示意图

显然, 与全连接结构相比, 部分连接具有更



低的硬件实现复杂度,但由此也使波束成形增益降低,并最终导致频谱效率相比全连接结构下的情形而显著减少。因此,为了进一步提升基于部分连接结构的毫米波 MIMO 系统的频谱效率,参考文献[13-14]提出了一种基于动态连接的部分连接方案,即通过增加一个开关网络^[15-16],使发射机天线阵列中的各阵元能够自由组合成各个子阵列,从而实现与信道的最佳匹配。为了降低基于移相器结构的复杂度和功耗,参考文献[15-16]中提出基于开关网络的混合结构,用简单开关代替可变移相器,并证明了基于开关网络的混合结构可以合理地降低功耗,对于大规模天线阵列功耗降低的作用格外明显。具体而言,假定发射机有 N_{TX} 根天线和 N_t^{RF} 个 RF 链路,其中下标“t”指代发送端。用 $\mathbf{R}$ 表示信道协方差矩阵,当发射机已知 $\mathbf{R} = E[\mathbf{H}^H \mathbf{H}]$ 时,通过搜索将 N_{TX} 根天线分为 N_t^{RF} 组子阵列,使每一组天线子阵列所对应的信道协方差矩阵的最大特征值之和最大。需要注意的是,在该方法中,各个子阵列的阵元个数无须相等,且在同一个子阵列中的阵元无须保证相邻或满足其他约束,即可凭借开关网络的控制完全自由组合。参考文献[13]指出,该动态连接方法能够显著提高系统的频谱效率,并且由于阵元的分组仅依赖于信道协方差矩阵,可以避免阵元频繁地重新组合,降低了开关网络的开关损耗(插入损耗),保证了动态子阵列方案在实际应用中的

可行性。然而,此方法的最大难点在于对所有阵元进行最佳分组。具体而言,若将 N_{TX} 根天线分为 N_t^{RF} 组子阵列,可能存在的子阵列组合的候选个数为第二类斯特林数,当天线数目较大时,其组合的数目极大,这为搜索最佳组合带来了极大的运算量。例如,当 $N_{TX} = 32$ 、 $N_t^{RF} = 4$ 时,这一数字为 7.7×10^{17} 。而毫米波大规模天线阵列的阵元往往有上百个之多,这使得上述自由分组方法在计算上不可行,需要寻找新的方法降低搜寻范围或复杂度。

针对上述问题,本文提出了一种低复杂度的子阵列动态分配方法,核心是在对阵元进行分组时,引入一定的规则,从而显著降低组合个数,减少搜索范围。显然,相比于参考文献[13]提出的方法,本文所提方法并不是最优的,但是仿真结果表明,所提出的方法能够在性能和复杂度间实现较好的均衡。

2 系统模型

本文所考虑的基于部分连接结构的单用户毫米波 MIMO 系统如图 2 所示。其中,发射端配备了 N_{TX} 根发射天线和 N_t^{RF} 条 RF 链路,接收端则配备了 N_{RX} 根接收天线和 N_r^{RF} 条 RF 链路,其中下标“r”指代接收端,发射端可同时向接收端传输 N_s ($N_s \leq N_t^{RF}$, 且 $N_s \leq N_r^{RF}$) 路并行数据流, N_s 表示数据流的个数。图 2 (a) 中的 n 表示子阵列的

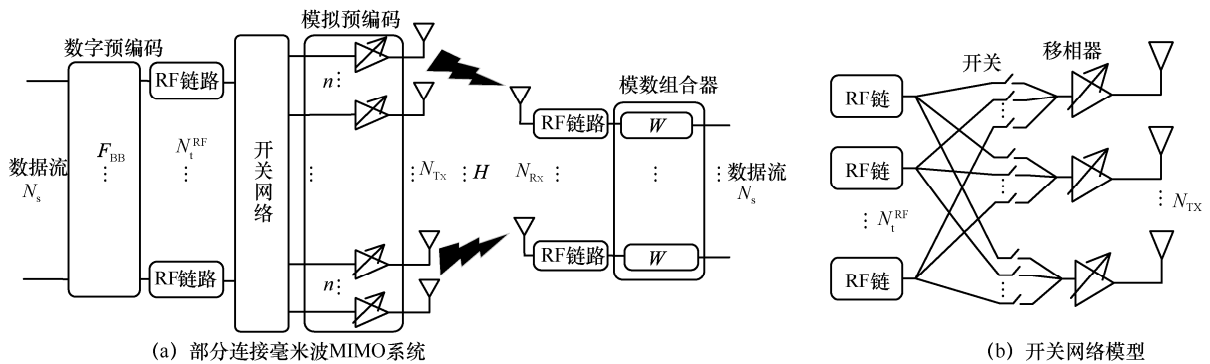


图 2 基于部分连接结构的单用户毫米波 MIMO 系统

天线数, $n = N_{\text{TX}} / N_{\text{t}}^{\text{RF}}$ 。如上文所述, 为了简化系统的硬件复杂度, 毫米波 MIMO 系统的 RF 链路数一般将远少于天线数, 也即 $N_{\text{t}}^{\text{RF}} \ll N_{\text{TX}}$ 以及 $N_{\text{r}}^{\text{RF}} \ll N_{\text{RX}}$ 。图 2 (a) 中, 与常规的基于部分连接结构的毫米波 MIMO 发射机不同, 基于动态连接结构的发射机通过在 RF 链路和模拟编码器(移相网络)之间插入一个开关网络, 用以根据信道特征动态调整天线与 RF 链路的连接情况, 实现频谱效率的最大化。具体而言, 开关网络由 $N_{\text{TX}} N_{\text{t}}^{\text{RF}}$ 个开关组成, 如图 2 (b) 所示, 从而保证任意一条 RF 链路可通过指定开关的闭合与任意一根天线连接。由图 2 (b) 所示, 每根天线通过 N_{t}^{RF} 个开关与 N_{t}^{RF} 条不同 RF 链路连接。在每个时刻, 根据信道特征, 只有一个开关闭合, 其他断开, 使发射机能够根据当前信道实现天线的合理配置。未来可进一步研究一条天线对应多个开关闭合的情况。

根据图 2 可知, 若发送端待传输的数据矢量为 $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{N_{\text{s}} \times 1}$, 其中 $\mathbb{C}^{N_{\text{s}} \times 1}$ 表示所有维数为 $(N_{\text{s}} \times 1)$ 的复矢量集合, 首先, 发送端对待传输的数据进行数字预编码处理, 即待传输数据矢量 $\mathbf{s}$ 右乘数字预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{BB}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{t}}^{\text{RF}} \times N_{\text{s}}}$; 所获得的 N_{t}^{RF} 维已编码符号矢量 $\mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{s}$, 分别通过 N_{t}^{RF} 条 RF 链路并进行数模转换, 在开关网络引导下, 让数据流分别进入相应的模拟移相器中进行模拟预编码处理(即对信号进行相移处理), 最后由阵列天线将处理好的信号发送出去。从信号角度来看, 上述操作可认为是对基带数字信号 $\mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{s}$ 乘上一个模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{RF}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{TX}} \times N_{\text{t}}^{\text{RF}}}$, 从而形成最终的发射信号 $\mathbf{x} = \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{s}$ 。需要着重说明的是, 由于本文所考虑的是部分连接结构, 因此预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 每行有且只有一个非零元素, 且该元素受到恒模约束。此外, 为了充分利用 RF 链路, 要求 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 每列至少有一个非零元素。又因为本文考虑了动态连接模式, 这也意味着模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 不再具有固定连接模式下的模拟预编码矩阵结构, 即无法

写成类似于 $\mathbf{F}_{\text{RF}} = \text{diag}[\mathbf{f}_1^{\text{RF}}, \mathbf{f}_2^{\text{RF}}, \dots, \mathbf{f}_{N_{\text{t}}^{\text{RF}}}^{\text{RF}}]$ 的分块对角矩阵结构, 其中 $\mathbf{f}_n^{\text{RF}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{TX}}/N_{\text{t}}^{\text{RF}} \times 1}$ 。因此, 相比于固定连接的部分连接结构, 其模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 的设计更为复杂, 需要进一步考虑开关网络的设计, 即如何根据信道特征, 对开关网络进行开关操作。此外, 尽管开关网络具有极低的功耗, 但同时具有较高的插入损耗^[12]。因此, 为了避免其频繁地闭合与断开, 将基于信道的协方差矩阵 $\mathbf{R} = \mathbb{E}[\mathbf{H}^{\text{H}} \mathbf{H}]$ 进行优化, 其中 $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_{\text{RX}} \times N_{\text{TX}}}$ 为信道矩阵。根据毫米波信道的特点可知, 该协方差矩阵主要由发射机天线阵列的信号出发角(angle of departure, AOD)所决定, 能够在相对较长时间内保持不变。

发射信号经过信道 $\mathbf{H}$ 后, 接收端的接收信号则可以表示为:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} = \mathbf{H}\mathbf{F}_{\text{RF}}\mathbf{F}_{\text{BB}}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (1)$$

其中, $\mathbf{n}$ 为加性高斯白噪声矢量, 服从复高斯分布 $\mathcal{CN}(0, \sigma_{\text{n}}^2 \mathbf{I}_{N_{\text{RX}}})$ 。此外, 为便于后续分析, 假设数据符号具有单位功率, 即 $\mathbb{E}[\mathbf{s}\mathbf{s}^{\text{H}}] = \mathbf{I}_{N_{\text{s}}} / N_{\text{s}}$; 同时为了满足发射端的总功率限制, 预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{BB}}$ 和 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 需满足 $\|\mathbf{F}_{\text{RF}}\mathbf{F}_{\text{BB}}\|_{\text{F}}^2 \leq P_{\text{tot}}$, P_{tot} 为发射端的总功率约束。

在接收端, 可以使用 RF 链路和模拟移相器对接收信号 $\mathbf{y}$ 进行处理和检测。令 RF 组合矩阵和数字基带组合矩阵分别为 $\mathbf{W}_{\text{RF}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{r}}^{\text{RF}} \times N_{\text{s}}}$ 和 $\mathbf{W}_{\text{BB}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{TX}} \times N_{\text{t}}^{\text{RF}}}$, 并令 $\mathbf{W} = \mathbf{W}_{\text{RF}}\mathbf{W}_{\text{BB}}$ 为接收信号的接收处理矩阵, 则接收端处理后的发送数据的估计矢量为:

$$\tilde{\mathbf{s}} = \mathbf{W}_{\text{BB}}^{\text{H}} \mathbf{W}_{\text{RF}}^{\text{H}} \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{s} + \mathbf{W}_{\text{BB}}^{\text{H}} \mathbf{W}_{\text{RF}}^{\text{H}} \mathbf{n} \quad (2)$$

参考文献[17]已指出对于毫米波系统, 收发两端分别设计能够取得接近联合设计的性能, 且接收端的设计与发射端的设计具有相似性, 使发射端的设计方法能够用于接收端的设计当中。因此, 本文将主要关注发射端的预编码设计问题。此时, 在假设接收端采用最佳数字译码情况下, 系统的



频谱效率为:

$$C = \mathbb{E} \left[\ln \left(I_{N_{RX}} + \frac{1}{\sigma_N^2} \mathbf{H} \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB} \mathbf{F}_{BB}^H \mathbf{F}_{RF}^H \mathbf{H}^H \right) \right] \quad (3)$$

本文将以此作为设计发射机的性能指标。

针对毫米波信道的特点, 本文采用基于扩展的 Saleh-Valenzuela 几何信道模型^[17]的窄带信道表示。则信道矩阵 $\mathbf{H}$ 可以表示为:

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

其中, N_{cl} 和 N_{ray} 分别表示簇的数目和每个簇的路径数; $\alpha_{i,l}$ 表示第 i 个簇中的第 l 条路径的信道增益, 服从复高斯分布 $\alpha_{i,l} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{\alpha,i}^2)$, 其方差 $\sigma_{\alpha,i}^2$ 表示第 i 个簇的平均功率, 并且满足 $\sum_{i=1}^{N_{cl}} \sigma_{\alpha,i}^2 = \beta$,

此处定义 $\beta = \sqrt{\frac{N_{TX} N_{RX}}{N_{cl} N_{ray}}}$ 为标准化因子, 使得

$\mathbb{E}\{\mathbf{H}_F^2\} = N_{TX} N_{RX}$ 。在式 (4) 中, $(\phi_{il}^r, \theta_{il}^r)$ 表示第 i 个簇中的第 l 条路径在水平 (方位) 和垂直 (俯仰) 方向上的到达角 (angle of arrival, AOA); $(\phi_{il}^t, \theta_{il}^t)$ 则是同一条路径在水平 (方位) 和垂直 (俯仰) 方向上的出发角 (angle of departure, AOD)。基于上述角度, $\mathbf{a}_r(\phi_{il}^r, \theta_{il}^r)$ 表示归一化的接收阵列响应矢量、 $\mathbf{a}_t(\phi_{il}^t, \theta_{il}^t)$ 表示发送阵列响应矢量; 且由发送端和接收端的阵列响应矢量组成的矩阵分别为 $\mathbf{A}_r$ 和 $\mathbf{A}_t$, 如式 (5)、式 (6) 所示:

$$\mathbf{A}_r = \left[\mathbf{a}_r(\phi_{1l}^r, \theta_{1l}^r), \dots, \mathbf{a}_r(\phi_{N_{cl}N_{ray}}^r, \theta_{N_{cl}N_{ray}}^r) \right] \quad (5)$$

$$\mathbf{A}_t = \left[\mathbf{a}_t(\phi_{1l}^t, \theta_{1l}^t), \dots, \mathbf{a}_t(\phi_{N_{cl}N_{ray}}^t, \theta_{N_{cl}N_{ray}}^t) \right] \quad (6)$$

式 (5)、式 (6) 被分别定义为接收阵列响应矩阵和发送阵列响应矩阵。值得注意的是, 阵列响应矢量 $\mathbf{a}_r(\phi_{il}^r, \theta_{il}^r)$ 和 $\mathbf{a}_t(\phi_{il}^t, \theta_{il}^t)$ 只与天线阵列的结构有关。现阶段, 最常用到的两种天线阵列分别是均匀线性阵列 (uniform linear array, ULA) 和均匀平面阵列 (uniform planar array, UPA)^[18]。尽管本文所提算法和推导结果都表明适用于任意

结构的阵列, 但是为了方便下文进一步说明和数据分析, 本文以处在 y - z 平面上的 UPA 天线阵列为例, 给出具体的阵列响应矢量。如果 UPA 天线阵列在 y 轴和 z 轴分别具有 W 和 H 个天线振子 (antenna element), 则可以将阵列响应矢量进行如式 (7) 的表示:

$$\mathbf{a}_{UPA}(\phi, \theta) = \frac{1}{N} [1, \dots, e^{jkd(m \sin \phi \sin \theta + n \cos \theta)}, \dots, e^{jkd((W-1) \sin \phi \sin \theta + (H-1) \cos \theta)}] \quad (7)$$

其中, $k = 2\pi/\lambda$, λ 是载波的波长, d 是相邻天线阵子间的距离; $0 \leq m \leq W$ 和 $0 \leq n \leq H$ 分别是 y 轴和 z 轴阵元的索引值, 且总的阵元数即阵列大小为 $N = WH$, 关于式 (7) 的详细说明, 参考文献[18]已经给出, 在此不再赘述。

3 问题描述

如前所述, 对于毫米波 MIMO 系统的发射机设计问题, 核心是根据给定的信道状态信息, 如何在各类约束下获取最佳的模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}_{RF}$ 和数字预编码矩阵 $\mathbf{F}_{BB}$, 使得系统频谱效率最大。因此, 该设计问题可表示为:

$$\begin{aligned} \{\mathbf{F}_{RF}^* \mathbf{F}_{BB}^*\} &= \arg \max_{\mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB}} \ln \left(I_{N_{RX}} + \frac{\mathbf{H} \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB} \mathbf{F}_{BB}^H \mathbf{F}_{RF}^H \mathbf{H}^H}{\sigma_N^2} \right) \\ \text{s.t. } \|\mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB}\|_F^2 &\leq P_{\text{tot}} \end{aligned} \quad (8)$$

其中, $\{\mathbf{F}_{RF}^* \mathbf{F}_{BB}^*\}$ 为问题的最优解, P_{tot} 为发射端的总功率约束。若考虑部分连接结构下的模数混合毫米波 MIMO 发射机, 模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}_{RF}$ 内的非零元素需满足恒模约束。

对于固定连接下的模数混合发射机结构, 模拟预编码矩阵 $\mathbf{F}_{RF}$ 通常具有形如 $\text{diag}[f_1^{\text{RF}}, f_2^{\text{RF}}, \dots, f_{N_{\text{RF}}}^{\text{RF}}]$ 的分块对角矩阵结构, 其中 $f_n^{\text{RF}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{TX}}/N_{\text{t}}^{\text{RF}} \times 1}$, $n = 1, 2, \dots, N_{\text{RF}}$ 。因此, 对于这类系统下的模拟预编码矩阵的设计, 往往是先获得全连接结构下的模拟预编码矩阵, 然后直接让其他位置的元素置零。然而对于所考虑的动态连

接结构, $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 不再具有分块对角的形式, 仅满足每行只有一个非零元素, 且每一列至少有一个非零元素的条件, 即每一根天线在某一时刻只与一条 RF 链路相连, 同时每一条 RF 链路至少与一根天线相连。为了便于对动态连接下的模拟预编码矩阵进行优化, 可令 $\mathbf{F}_{\text{RF}} = \mathbf{P}\hat{\mathbf{F}}_{\text{RF}}$, 其中 $\hat{\mathbf{F}}_{\text{RF}} = \text{diag}[f_1^{\text{RF}}, f_2^{\text{RF}}, \dots, f_{N_t^{\text{RF}}}^{\text{RF}}]$, 且 $\mathbf{P}$ 为置换矩阵, 置换矩阵是一个方形二进制矩阵, 矩阵在每行和每列中只有一个非零元素 1, 而其他位置的元素全部为 0; 如果 $\mathbf{P}$ 是一个 $m \times n$ 阶的 (0, 1) 矩阵, $m \leq n$ 当且 $\mathbf{P}\mathbf{P}^H = \mathbf{E}$, 则称 $\mathbf{P}$ 为一个 $m \times n$ 的置换矩阵, 其中是 $\mathbf{P}$ 的转置矩阵, $\mathbf{E}$ 是 m 阶单位方阵。需要注意的是, 在动态连接下, 对于列矢量, $n=1, 2, \dots, N_t^{\text{RF}}$, 它们的长度不必相等。综上所述, 对于动态连接结构下的混合预编码设计, 需要针对 $\mathbf{P}$ 、 $\hat{\mathbf{F}}_{\text{RF}}$ 和 $\mathbf{F}_{\text{BB}}$ 展开联合优化设计。

由于在总功率约束下数模混合预编码的耦合是问题的难点^[13], 为了求解上述优化问题, 可设置临时变量 $\hat{\mathbf{F}}_{\text{BB}}$, 使其与 $\mathbf{F}_{\text{BB}}$ 具有如下关系^[19]:

$$\mathbf{F}_{\text{BB}} = (\mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}})^{-\frac{1}{2}} \hat{\mathbf{F}}_{\text{BB}} \quad (9)$$

此时, 式 (8) 所示的优化问题转变为:

$$\begin{aligned} \{\mathbf{F}_{\text{RF}}^*, \hat{\mathbf{F}}_{\text{BB}}^*\} = \arg \max_{\mathbf{H}_{\text{RF}}, \hat{\mathbf{F}}_{\text{BB}}} \text{lb} \\ \left| \mathbf{I} + \frac{\mathbf{H}\mathbf{F}_{\text{RF}} (\mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}})^{-\frac{1}{2}} \hat{\mathbf{F}}_{\text{BB}} \hat{\mathbf{F}}_{\text{BB}}^H (\mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}})^{-\frac{1}{2}} \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{H}^H}{\sigma_N^2} \right| \\ \text{s.t. } \|\hat{\mathbf{F}}_{\text{BB}}\|_F^2 \leq P_{\text{tot}} \end{aligned} \quad (10)$$

若进一步令 $\mathbf{H}_{\text{eff}} = \mathbf{H}\mathbf{F}_{\text{RF}} (\mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}})^{-\frac{1}{2}}$, $\mathbf{H}_{\text{eff}}$ 表示有效信道矩阵, 则式 (10) 可简写为:

$$\begin{aligned} \{\hat{\mathbf{F}}_{\text{BB}}^*\} = \arg \max_{\hat{\mathbf{F}}_{\text{BB}}} \text{lb} \left| \mathbf{I} + \frac{\mathbf{H}_{\text{eff}} \hat{\mathbf{F}}_{\text{BB}} \hat{\mathbf{F}}_{\text{BB}}^H \mathbf{H}_{\text{eff}}^H}{\sigma_N^2} \right| \\ \text{s.t. } \|\hat{\mathbf{F}}_{\text{BB}}\|_F^2 \leq P_{\text{tot}} \end{aligned} \quad (11)$$

其中, $\hat{\mathbf{F}}_{\text{BB}}^*$ 为式 (8) 所示问题的最优解, $\mathbf{H}_{\text{eff}}$ 可看成数字预编码器的等效信道矩阵。当已知信道状态信息, 且给定 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 时, 其最佳数字预编码器即由矩阵 $\mathbf{H}_{\text{eff}}^H \mathbf{H}_{\text{eff}}$ 最大的 N_s 个特征值所对应的特征向量组成。具体而言, 若等效信道可分解为 $\mathbf{H}_{\text{eff}} = \mathbf{U}_{\text{eff}} \mathbf{A}_{\text{eff}} \mathbf{V}_{\text{eff}}$, 则:

$$\mathbf{F}_{\text{BB}}^* = [\mathbf{V}_{\text{eff}}]_{[1:N_s]} \mathbf{P}_{\text{eff}}^{\frac{1}{2}} \quad (12)$$

其中, $[\mathbf{V}_{\text{eff}}]_{[1:N_s]}$ 表示由矩阵 $\mathbf{V}_{\text{eff}}$ 的前 N_s 列所构成的矩阵; 令对角阵 $\mathbf{P}_{\text{eff}}$ 的对角线元素表示功率控制解。注意, 对角阵 $\mathbf{P}_{\text{eff}}$ 与前文提到的置换矩阵 $\mathbf{P}$, 二者没有任何关系。该功率控制解是在总发射功率约束下, 通过对不同天线分配功率, 实现最大化传输容量的目的, 一般采用注水法进行求解, 如式 (15) 和式 (16) 所示。根据 $\mathbf{F}_{\text{BB}}$ 和 $\hat{\mathbf{F}}_{\text{BB}}$ 的关系, $\mathbf{F}_{\text{BB}}$ 的最优解 $\mathbf{F}_{\text{BB}}^*$ 为:

$$\mathbf{F}_{\text{BB}}^* = (\mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}})^{-\frac{1}{2}} \hat{\mathbf{F}}_{\text{BB}}^* = (\mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}})^{-\frac{1}{2}} [\mathbf{V}_{\text{eff}}]_{[1:N_s]} \mathbf{P}_{\text{eff}}^{\frac{1}{2}} \quad (13)$$

根据式 (12) 可知, $\hat{\mathbf{F}}_{\text{BB}}^*$ 仅与 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 和 $\mathbf{H}$ 有关。因此为了得到 $\mathbf{F}_{\text{RF}}$ 的最优解, 将式 (13) 所示的最优解重新代入式 (10), 则所示的优化问题可转化为:

$$\mathbf{F}_{\text{RF}}^* = \arg \max_{\mathbf{F}_{\text{RF}}} \sum_{s=1}^{N_s} \text{lb} \left| 1 + \frac{\lambda_s^2 \left(\mathbf{H}\mathbf{F}_{\text{RF}} (\mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}})^{-\frac{1}{2}} \right) p_s}{\sigma_N^2} \right| \quad (14)$$

$\lambda_s(\mathbf{X})$ 表示矩阵 $\mathbf{X}$ 的第 s 个最大奇异值, p_s 是第 s 个数据流的功率, 记 $x^+ = \max(x, 0)$, 则 p_s 可表示如下:

$$p_s = \left(\mu - \frac{\sigma_N^2}{\lambda_s^2 \left(\mathbf{H}\mathbf{F}_{\text{RF}} (\mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}})^{-\frac{1}{2}} \right)} \right)^+ \quad (15)$$

其中, μ 应满足:



$$\sum_{s=1}^{N_s} p_s = \sum_{s=1}^{N_s} \left(\mu - \frac{\sigma_N^2}{\lambda_s^2 \left(\mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} (\mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}})^{-\frac{1}{2}} \right)} \right) = P_{\text{tot}} \quad (16)$$

为了便于对问题(14)展开求解, 将其进一步简化, 并可近似等效为^[11]:

$$\mathbf{F}_{\text{RF}}^* = \arg \max_{\mathbf{F}_{\text{RF}}} \sum_{s=1}^{N_s} \lambda_s^2 \left(\mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} (\mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}})^{-\frac{1}{2}} \right) \quad (17)$$

对于动态链接结构, 将 $\mathbf{F}_{\text{RF}} = \mathbf{P} \tilde{\mathbf{F}}_{\text{RF}}$ 代入式(17), 由于 $\mathbf{P}$ 为置换矩阵, 因此式(17)可改写成:

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_{\text{RF}}^* &= \arg \max_{\mathbf{P}, \tilde{\mathbf{F}}_{\text{RF}}} \sum_{s=1}^{N_s} \lambda_s^2 \left(\mathbf{H} \mathbf{P} \tilde{\mathbf{F}}_{\text{RF}} (\tilde{\mathbf{F}}_{\text{RF}}^H \tilde{\mathbf{F}}_{\text{RF}})^{-\frac{1}{2}} \right) = \\ &= \arg \max_{\mathbf{P}, \tilde{\mathbf{F}}_{\text{RF}}} \sum_{s=1}^{N_s} \lambda_s^2 \left(\hat{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{F}}_{\text{RF}} (\tilde{\mathbf{F}}_{\text{RF}}^H \tilde{\mathbf{F}}_{\text{RF}})^{-\frac{1}{2}} \right) \end{aligned} \quad (18)$$

其中, $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H} \mathbf{P}$ 。由于在引入置换矩阵 $\mathbf{P}$ 后, $\tilde{\mathbf{F}}_{\text{RF}}$ 具有了分块对角的结构。因此, 令矩阵 $\hat{\mathbf{H}} = [\hat{\mathbf{H}}_1, \hat{\mathbf{H}}_2, \dots, \hat{\mathbf{H}}_{N_t^{\text{RF}}}]$, 其中 $\hat{\mathbf{H}}_n$ ($n=1, 2, \dots, N_t^{\text{RF}}$) 的列数与 $\mathbf{f}_n^{\text{RF}}$ 的行数相等, 则 $\hat{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{F}}_{\text{RF}} (\tilde{\mathbf{F}}_{\text{RF}}^H \tilde{\mathbf{F}}_{\text{RF}})^{-\frac{1}{2}}$ 可改写成如下形式:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{F}}_{\text{RF}} (\tilde{\mathbf{F}}_{\text{RF}}^H \tilde{\mathbf{F}}_{\text{RF}})^{-\frac{1}{2}} &= \left[\hat{\mathbf{H}}_1 \tilde{\mathbf{f}}_1^{\text{RF}} \left((\tilde{\mathbf{f}}_1^{\text{RF}})^H \tilde{\mathbf{f}}_1^{\text{RF}} \right)^{-\frac{1}{2}}, \dots, \right. \\ &\left. \hat{\mathbf{H}}_{N_t^{\text{RF}}} \tilde{\mathbf{f}}_{N_t^{\text{RF}}}^{\text{RF}} \left((\tilde{\mathbf{f}}_{N_t^{\text{RF}}}^{\text{RF}})^H \tilde{\mathbf{f}}_{N_t^{\text{RF}}}^{\text{RF}} \right)^{-\frac{1}{2}} \right] \end{aligned} \quad (19)$$

将式(19)的结构代入式(18), 若对于 $\tilde{\mathbf{f}}_n^{\text{RF}}$ 内元素没有恒模限制, 显然, 上述问题的最优解可最终等效为:

$$\begin{aligned} &\arg \max_{\tilde{\mathbf{F}}_{\text{RF}}} \sum_{s=1}^{N_s} \lambda_s^2 \left(\hat{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{F}}_{\text{RF}} (\tilde{\mathbf{F}}_{\text{RF}}^H \tilde{\mathbf{F}}_{\text{RF}})^{-\frac{1}{2}} \right) = \\ &\max_{\tilde{\mathbf{f}}_1^{\text{RF}}, \tilde{\mathbf{f}}_2^{\text{RF}}, \dots, \tilde{\mathbf{f}}_{N_t^{\text{RF}}}^{\text{RF}}, \mathbf{P}} \sum_{n=1}^{N_t^{\text{RF}}} \frac{\tilde{\mathbf{f}}_n^{\text{RF}H} \mathbf{R}_n \tilde{\mathbf{f}}_n^{\text{RF}}}{|\tilde{\mathbf{f}}_n^{\text{RF}}|^2} = \\ &\max_{L_1, \dots, L_{N_t^{\text{RF}}}, \mathbf{P}} \sum_{n=1}^{N_t^{\text{RF}}} \lambda_1(\mathbf{R}_n) \end{aligned} \quad (20)$$

其中, $\lambda_1(\mathbf{X})$ 表示矩阵 $\mathbf{X}$ 的最大奇异值, $\mathbf{R}_n = \hat{\mathbf{H}}_n^H \hat{\mathbf{H}}_n$, (L_n ($n=1, \dots, N_t^{\text{RF}}$) 为 $\tilde{\mathbf{f}}_n^{\text{RF}}$ 的长度, 第

二个等号是当 $\tilde{\mathbf{f}}_n^{\text{RF}}$ 为矩阵 $\mathbf{R}_n$ 的最大特征值所对应的特征向量时得到的。当每个 RF 链路的模拟波束成形矢量有如式(18)所示的结构时, 式(17)方可取得最大值。

$$\mathbf{f}_n^{\text{RF}H} = \alpha_n \mathbf{V}_{R_n, 1}, \quad n=1, \dots, N_t^{\text{RF}} \quad (21)$$

其中, α_r 为任意复数, $\mathbf{V}_{R_n, 1}$ 表示 $\mathbf{R}_n$ 的最大奇异值向量。对于模拟预编码器的设计, 实质上是找到一组天线组合, 使得对应信道协方差矩阵的最大特征值之和最大。此时, 模拟预编码矩阵可由相应的特征向量获得, 将特征向量每个元素的模值归一即可。

4 低复杂度子阵列组合算法

相比于固定连接模式, 动态连接模式由于能够根据信道动态调整阵元的组合, 从而实现子阵列对信道的最佳匹配, 因此能够获得显著的性能提升。具体而言, 就是将 N_{TX} 根发送天线自由组合成 N_t^{RF} 个非空子集 $\{S_1, S_2, \dots, S_{N_t^{\text{RF}}}\}$, 其中每个子集的天线数目不必相等, 且不必相邻, 以此来最大化式(20)中所有子阵列奇异值之和。因此, 式(17)、式(20)所示的优化问题可以改写成^[13]:

$$\begin{aligned} \{S_r^*\}_{r=1}^{N_t^{\text{RF}}} &= \arg \max_{S_1, S_2, \dots, S_{N_t^{\text{RF}}}} \sum_{r=1}^{N_t^{\text{RF}}} \lambda_1^2(\mathbf{R}_{S_r}) \\ \text{s.t. } \bigcup_{r=1}^{N_t^{\text{RF}}} S_r &= \{1, 2, \dots, N_{\text{TX}}\}, S_i \cap S_j = \emptyset, \text{ 且 } i \neq j \\ |S_r| &> 0, \forall r \end{aligned} \quad (22)$$

显然, 式(22)的最优解需要对所有可能出现的子阵列组合进行穷举搜索。此时, 子阵列组合的总数可由第二类斯特林数^[20]表示如下:

$$\frac{1}{(N_t^{\text{RF}})!} \sum_{k=0}^{N_t^{\text{RF}}} (-1)^{N_t^{\text{RF}}-k} \binom{N_t^{\text{RF}}}{k} k^{N_{\text{TX}}} \quad (23)$$

即使对于较少的天线数目和 RF 链路数目, 第二类斯特林数也极为巨大。例如, 当 $N_{\text{TX}}=32$ 、 $N_t^{\text{RF}}=4$ 时, 这个数字为 7.7×10^{17} 。在毫米波大规模 MIMO 系统中, 发送天线数往往将达到

$N_{\text{TX}}=128$ 这样的数量级,导致阵列中各个阵元的候选组合数目极其巨大,通过穷举搜索的方式获得最佳的天线组合将不再可能,这使得其在实际毫米波通信系统中的应用受到了很大程度的限制。为了获得动态连接模式的优势,同时又能够显著降低候选组合的数目,本文提出一种低复杂度的天线组合方法,其核心是限制组合的结构,即天线组合需要满足一定的条件,从而降低组合数目。显然,所提方法无法获得最优的性能,但是能够在性能与复杂度间获得较好的折中,从而为动态连接的实际应用奠定基础。具体而言,为了减少候选组合数目,对天线的组合方式进行约束,本文提出两种天线组合方法,分别描述如下。

(1) 算法 1

步骤 1 依次将相邻的 M 根天线分为一组,则整个阵列可以分为 (N_{TX}/M) 组,其中要求 M 取值恰当使得有 $(N_{\text{TX}}/M) \geq N_{\text{t}}^{\text{RF}}$ 。

步骤 2 以组为单位进行自由组合,从而使各个子阵所对应的信道协方差矩阵的最大特征值之和最大。

显然,当 $M=1$ 时,即前面所示的穷举方法,而当 M 恰好满足 $(N_{\text{TX}}/M) = N_{\text{t}}^{\text{RF}}$,则为固定连接结构。在该算法中,候选组合的个数降为 $\frac{1}{(N_{\text{t}}^{\text{RF}})!} \sum_{k=0}^{N_{\text{t}}^{\text{RF}}} (-1)^{N_{\text{t}}^{\text{RF}}-k} \binom{N_{\text{t}}^{\text{RF}}}{k} k^{N_{\text{TX}}/M}$ 。例如,当 $N_{\text{TX}}=32$ 、 $N_{\text{t}}^{\text{RF}}=4$ 时,若 $M=2$,则候选组合的个数为 4.1×10^9 ;若 $M=4$,则候选组合的个数为 4.0×10^4 ,相比于之前的 7.7×10^{17} 个候选组合获得了显著的降低。在毫米波系统中,相邻天线间的距离往往是半波长,且毫米波信道的稀疏特性,使相邻天线所对应的信道具有较强的相关性,这有助于所提算法取得接近于最佳分组的性能,特别是当 M 不是很大时。

(2) 算法 2

步骤 1 按照天线的索引值将天线阵列折半分成上下半区,即上半区: $S_{\text{U}} = \{1, 2, \dots, N_{\text{TX}}/2\}$,

下半区: $S_{\text{D}} = \{N_{\text{TX}}/2+1, N_{\text{TX}}/2+2, \dots, N_{\text{TX}}\}$ 。上下半区分别进行相同的后续操作,同时要求每个子阵的阵元个数均为 $(N_{\text{TX}}/N_{\text{t}}^{\text{RF}})$ 。注意,下半区的操作与上半区一致是为了进一步降低候选组合个数。

步骤 2 从上半区内取出 M 根天线归为一个天线组,并保证它们所对应信道的协方差矩阵的最大奇异值最大;注意, M 表示一个天线组的天线数目,这 M 根天线无须相邻,且 $(N_{\text{TX}}/N_{\text{t}}^{\text{RF}})$ 可被 M 整除。

步骤 3 在该半区余下的天线阵列中重复步骤 2 的操作,直至取出半区内所有的天线。

步骤 4 选取 $N_{\text{TX}}/(N_{\text{t}}^{\text{RF}}M)$ 个天线组构成一个子阵,并且保证子阵之间奇异值之和的差值最小。注意,奇异值之和相差最小是本文提出的分组准则。因为,对信道 H 进行 SVD 分解,可以得到一个奇异值矩阵,矩阵中的元素可以反映信道质量,奇异值越大表明信道的质量越好,反之,信道质量越差。对于所提出的子阵奇异值之和相差最小准则,其过程如下:针对某一天线组合,首先是将各个子阵对应的信道矩阵进行奇异值分解,并求奇异值模的平方和;其次是获取各子阵奇异值模的平方和之间的差异。最后是在所有天线组合中,找到子阵奇异值模的平方和之差最小的天线组合。这是因为对信道矩阵进行奇异值分解得到的奇异值能反映信道的质量,因此,子阵奇异值模的平方和相差最小准则能保证各子阵获得质量差异最小的传输信道,从而保证各子阵在传输上具有一定的公平性。

以 $N_{\text{TX}}=32$ 、 $N_{\text{t}}^{\text{RF}}=4$ 、 $M=4$ 为例,此时的 $(N_{\text{TX}}/(N_{\text{t}}^{\text{RF}}M))=2$,证明算法 2。

根据算法 2 的描述,天线阵列分为上下半区,上半区的阵元集合为 $S_{\text{U}} = \{1, 2, \dots, 16\}$,由步骤 2、步骤 3 假设在某个信道实现上阵元的分组分别是: $G_1 = \{1, 6, 13, 15\}$, $G_2 = \{2, 5, 7, 10\}$, $G_3 = \{8, 11, 12, 16\}$, $G_4 = \{3, 4, 9, 14\}$;其中,进一步假设分组 G_1 、 G_2 、



G_3 、 G_4 所对应的信道协方差矩阵的奇异值模的平方和分别为 $\lambda(G_1)=1$ 、 $\lambda(G_2)=0.8$ 、 $\lambda(G_3)=0.6$ 、 $\lambda(G_4)=0.4$ 。因为每个 RF 链路需要连接 $N_{TX}/N_t^{RF}=8$ 个阵元, 所以实际上每个子阵需要由步骤 2、步骤 3 得到的两个小组构成。则步骤 4 所述奇异值模的平方和的差值最小, 即将 G_1 、 G_2 、 G_3 、 G_4 两两组合形成两个子阵, 并且保证子阵之间奇异值模的平方和的差值最小。在本例中, 共有 3 种组合, 分别是 (G_1G_4, G_2G_3) 、 (G_1G_3, G_2G_4) 、 (G_1G_2, G_3G_4) , 这 3 种组合中, (G_1G_4, G_2G_3) 这种组合方式满足子阵之间奇异值模的平方和差值最小的准则, 即 $\lambda(G_1)+\lambda(G_4)-\lambda(G_2)+\lambda(G_3)=0$ 。因此, 可以得到上半区内两个子阵的阵元组成: $S_1=\{1,3,4,6,9,13,14,15\}$ 、 $S_2=\{2,5,7,8,10,11,12,16\}$ 。

5 仿真分析

在本节中, 将通过数值仿真来展示所提算法的性能。其中, 仿真对象为单用户毫米波 MIMO 系统, 并假设发送端已知完备的信道状态信息。仿真中所涉及的信道参数设置如下: 信道的多径可分为 8 个簇, 并假设每个簇有 10 条传输路径, 则仿真中的毫米波信道共有 $N_{cl}N_{ray}=80$ 条路径。进一步假设信道每个簇的每条路径的增益 $\alpha_{i,l}$ 服从方差为 $\sigma_{\alpha,i}^2=1$ 、均值为 0 的复高斯分布。各个簇的平均到达方位角和出发方位角在 $[0, \pi]$ 内均匀分布, 簇内的路径集中于 $\pi/30$ 内, 各个簇的平均到达俯仰角和出发俯仰角在 $[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$ 内均匀分布, 噪声方差 $\sigma^2=1$, $SNR=\frac{P_{tot}\sigma_{\alpha}^2}{N_s}$ 。仿真借助参

考文献[5]中固定连接结构的部分连接系统使用的迫零算法、参考文献[11]中使用的全连接数字预编码算法和全连接混合预编码算法进行性能对比。

图 3 展示了不同预编码算法下, 点对点毫米波 MIMO 系统能达到的速率。其中, 仿真参数设

置为: 发射端天线数 $N_{TX}=8$, 接收端天线数 $N_{RX}=4$, 发射端和接收端的 RF 链路数 $N_t^{RF}=N_r^{RF}=2$, 数据流数目为 $N_s=2$ 。显然, 采用全数字的预编码系统能够获得最佳的速率, 其次是采用全连接结构的系统。对于采用部分连接结构的系统, 动态连接结构稍高于固定连接结构。这是因为在图 3 中, 为了对比穷举法和所提算法 1 ($M=4$), 将天线数设置得较少, 动态结构的优势难以发挥。当然, 在动态连接中, 穷举法的性能显然高于所提算法的性能, 但是付出的代价较高, 对于天线数较大的情况难以实际应用。

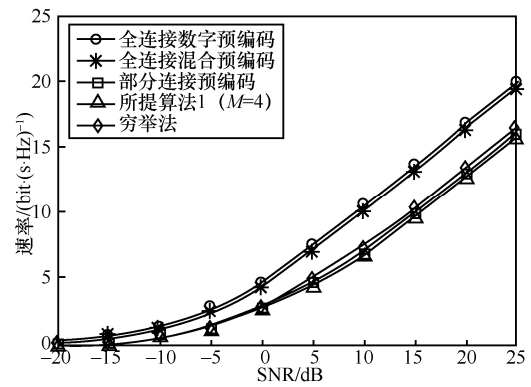


图 3 $N_{TX}=8$ 、 $N_{RX}=4$ 时采用不同预编码方法的毫米波系统速率随信噪比变化曲线

图 4~图 6 展示了不同天线数目配置下, 毫米波 MIMO 系统在采用不同预编码算法时的速率曲线。可见全连接架构能够取得更好的性能, 这是因为在全连接架构下, 大规模天线阵列产生的波束成形增益能够较好地弥补路径损耗。虽然部分连接架构可以降低系统的硬件复杂度, 但是也损失了一部分大规模天线阵列带来的波束成形增益。此外, 从图 4~图 6 可见, 动态连接结构优于固定连接结构, 特别是当发送天线数目较大时, 性能提升相对明显, 这是因为动态连接可以根据信道状态信息动态调整子阵列中天线与 RF 链路之间的连接, 达到提高子阵列的传输信道质量的目的, 进而提高系统的性能。同时, 所提算法 1 的性能也要明显优于所提算法 2 的性能, 但算法 1

的复杂度更高。这就可以根据实际需要,灵活选取算法,在性能与复杂度之间获得较好的平衡。

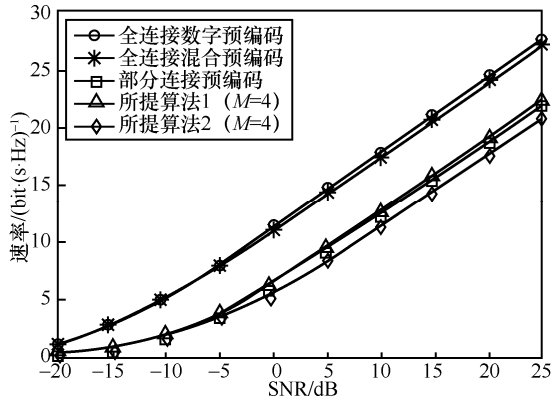


图4 $N_{TX}=32$ 、 $N_{RX}=8$ 时采用不同预编码方法的毫米波系统速率随信噪比变化曲线

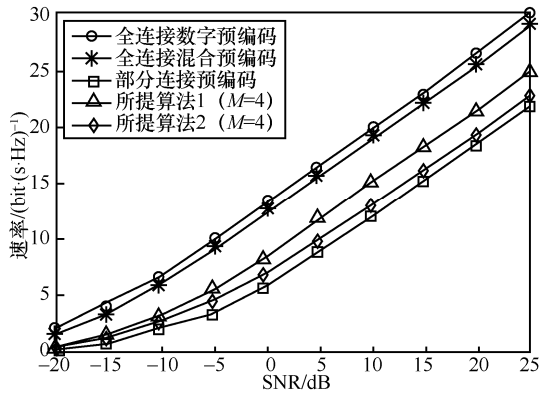


图5 $N_{TX}=64$ 、 $N_{RX}=8$ 时采用不同预编码方法的毫米波系统速率随信噪比变化曲线

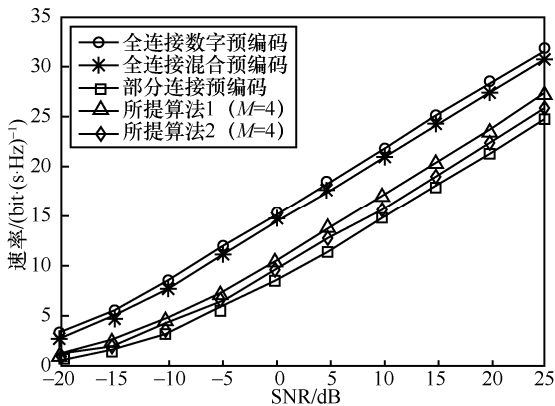


图6 $N_{TX}=64$ 、 $N_{RX}=16$ 时采用不同预编码方法的毫米波系统速率随信噪比变化曲线

图7是所提2种算法与部分连接结构的速率曲线。其中,发送端和接收端的RF链路数分别为

$N_t^{RF} = N_r^{RF} = 4$ 。结果表明所提算法1相比所提算法2有较好的性能表现,并且所提的2种算法在传输速率方面的表现均优于基于固定连接结构的部分连接系统。所提算法1($M=4$)与所提算法2($M=2$ 、 $M=4$)相比,前者能利用更准确的信道矩阵的奇异值信息得到信道质量更好的子阵列结构。低信噪比时,所提算法1($M=4$)和所提算法2($M=4$)的速率几乎没有差异,而当信噪比逐渐增大时,所提算法的速率增长更明显。所提算法2中, $M=4$ 和 $M=2$ 在性能上有一定的差异,因为,由每次选择4根天线组成的子阵列,其中包含的8根天线的相关性较好,这是因为子阵列获得高质量的传输信道提供的保障,同时也提高了系统性能。因此,在动态子阵列结构中,系统整体性能不仅与子阵列协方差矩阵的奇异值大小有关,同时还与子阵列中天线之间的相关性有关。此外,所提算法在系统性能损失较低的同时,仍能够有效地降低计算复杂度和硬件的损耗,这也表明所提算法的可行性。

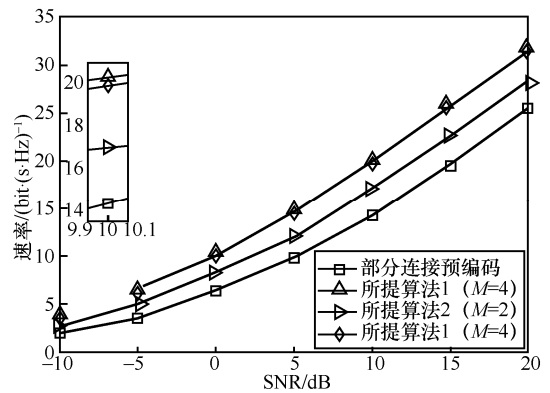


图7 $N_{TX}=32$ 、 $N_{RX}=16$ 、 $N_s=4$ 时所提算法速率随着信噪比变化的曲线

6 结束语

针对单用户毫米波大规模MIMO系统,提出了基于部分连接架构下的动态子阵列分组算法。仿真表明,本文所提出的算法能够在性能和复杂度上获得较好的均衡。未来可将所提算法扩展到



多用户小区场景下,针对特定的应用场景还可以将所提动态子阵列分组算法与预编码算法结合进行更深入的优化研究。

参考文献:

- [1] AYACH O E, RAJAGOPAL S, ABU-SURRA S, et al. Spatially sparse precoding in millimeter wave MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013, 13(3): 1499-1513.
- [2] RAPPAPORT T S, SUN S, MAYZUS R, et al. Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: it will work![J]. IEEE Access, 2013(1): 335-349.
- [3] RANGAN S, RAPPAPORT T S, ERKIP E. Millimeter-wave cellular wireless networks: potentials and challenges[J]. Proceedings of the IEEE, 2014, 102(3): 366-385.
- [4] MOLISCH A F, RATNAM V V, HAN S, et al. Hybrid beamforming for massive MIMO: a survey[J]. IEEE Communications Magazine, 2017, 55(9): 134-141.
- [5] SOHRABI F, YU W. Hybrid analog and digital beamforming for mmWave OFDM large-scale antenna arrays[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2017: 1.
- [6] SOHRABI F, YU W. Hybrid analog and digital beamforming for OFDM-based large-scale MIMO systems[C]//IEEE International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications. Piscataway: IEEE Press, 2016.
- [7] SOHRABI F, YU W. Hybrid digital and analog beamforming design for large-scale MIMO systems[C]//Proceeding of IEEE International Conference on Acoustics. Piscataway: IEEE Press, 2015.
- [8] PAYAMI S, GHORAISHI M, DIANATI M. Hybrid beamforming for large antenna arrays with phase shifter selection[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016: 1.
- [9] MAJIDZADEH M, MOILANEN A, TERVO N, et al. Hybrid beamforming for single-user MIMO with partially connected RF architecture[C]//Proceedings of European Conference on Networks & Communications. Piscataway: IEEE Press, 2017.
- [10] RUSU C, MENDEZ-RIAL R, GONZALEZ-PRELCIC N, et al. Low complexity hybrid precoding strategies for millimeter wave communication systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016(99): 1.
- [11] 尤若楠, 潘鹏, 张丹, 等. 基于有限反馈的毫米波 MIMO 系统的混合预编码方法[J]. 电信科学, 2018, 34(8): 119-128.
- YOU R N, PAN P, ZHANG D, et al. Hybrid precoding method for mmWave MIMO systems based on limited feedback[J]. Telecommunications Science, 2018, 34(8): 119-128.
- [12] ZI R, GE X, THOMPSON J, et al. Energy efficiency optimization of 5G radio frequency chain systems[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2016, 34(4): 758-771.
- [13] PARK S, ALKHATEEB A, HEATH J R W. Dynamic subarrays for hybrid precoding in wideband mmWave MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(5): 2907-2920.
- [14] JIN J, XIAO C, CHEN W, et al. Channel-statistics-based hybrid precoding for millimeter-wave MIMO systems with dynamic subarrays[J]. IEEE Transactions on Communications, 2019.
- [15] MÉNDEZ-RIAL R, RUSU C, GONZÁLEZ-PRELCIC N, et al. Hybrid MIMO architectures for millimeter wave communications: phase shifters or switches?[J]. IEEE Access, 2015(4): 247-267.
- [16] ALKHATEEB A, NAM Y H, ZHANG J, et al. Massive MIMO combining with switches[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2016: 1.
- [17] AYACH O E, RAJAGOPAL S, ABU-SURRA S, et al. Spatially sparse precoding in millimeter wave MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013, 13(3): 1499-1513.
- [18] BALANIS C A. Antenna theory, analysis and design[M]. New York: John Wiley & Sons, 1997.
- [19] ALKHATEEB A, HEATH J R W. Frequency selective hybrid precoding for limited feedback millimeter wave systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2015, 64(5): 1801-1818.
- [20] GRAHAM R L, KNUTH D E, PATASHNIK O. Concrete mathematics[M]. Beijing: China Machine Press, 2002.

[作者简介]



王瑞(1991-),男,杭州电子科技大学通信工程学院硕士生,主要研究方向为无线通信系统。

潘鹏(1983-),男,杭州电子科技大学通信工程学院副教授,主要研究方向为 MIMO 及大规模 MIMO 预编码和容量分析、毫米波通信。

张帅(1995-),男,杭州电子科技大学通信工程学院硕士生,主要研究方向为无线通信系统。

严军荣(1974-),男,杭州电子科技大学通信工程学院讲师,主要研究方向为无线通信与软件定义网络。