

文章编号:1007-5321(2021)04-0026-08

DOI:10.13190/j.jbupt.2020-242

透镜天线毫米波 MIMO 系统中基于开关结构的 HBF 算法

李 虎, 韦再雪, 程振桥, 杨鸿文

(北京邮电大学 信息与通信工程学院, 北京 100876)

摘要: 为了解决毫米波大规模多输入多输出(MIMO)通信系统中复杂的硬件成本和能量损耗的问题,提出了单用户系统中基于自适应开关结构的透镜天线阵列波束赋形方案. 与传统均匀线性阵列相比,该方案在不显著降低性能的前提下,可降低波束赋形的硬件成本和能量损耗. 结合块对角化(BD)迫零算法,将所提出的混合波束赋形(HBF)方案推广到多用户通信系统,同样可获得较高的频谱效率.

关键词: 毫米波; 大规模多输入多输出; 透镜天线阵列; 自适应开关结构; 混合波束赋形

中图分类号: TN929.5

文献标志码: A

Hybrid Beamforming Based on Switch Structure for Millimeter Wave MIMO System Relying on Lens Antenna Arrays

LI Hu, WEI Zai-xue, CHENG Zhen-qiao, YANG Hong-wen

(School of Information and Communication Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract: To solve the complex hardware cost and energy loss issues in millimeter wave massive multiple-input multiple-output (MIMO) communication systems, a lens antenna array beamforming scheme based on an adaptive switch structure is proposed in single-user systems. Compared with the traditional uniform linear array, the proposed scheme can reduce the hardware cost and energy loss of beamforming without significantly degrading the performance. The work further combines the proposed scheme with the block diagonalization zero-forcing algorithm, and the combined hybrid beamforming scheme not only applies to the multi-user communication systems, but also can obtain higher spectrum efficiency.

Key words: millimeter wave; massive multiple-input multiple-output; lens antenna arrays; adaptive switch; hybrid beamforming

多输入多输出(MIMO, multiple input multiple output)系统和毫米波通信技术已成为下一代移动通信系统的关键技术^[1],毫米波的路径损耗较大,在进行发射机和接收机设计时可以采用大规模天线技术,通过波束赋形方案弥补路径损耗. 为了实现空间多路复用,Ayach等^[2]提出了混合模拟/数字预

编码. 在混合架构中,模拟部分通常基于可变移相器来实现. 然而,基于移相器的混合架构仍然具有较高的硬件复杂度、开销及能耗,于是许多低能耗的结构被陆续提出,其中包括有限精度的移相器结构和开关结构等^[3-5]. 有限精度的移相器结构可以降低移相器网络的能量消耗,不会出现明显的性能损

收稿日期: 2020-11-16

作者简介: 李 虎(1998—),男,硕士生.

通信作者: 韦再雪(1976—),女,讲师, E-mail: zaixuew@bupt.edu.cn.

失,但仍需要大量相当高能耗的移相器. 开关结构可以显著降低硬件成本和能耗,但性能损失比较明显. 在毫米波多天线系统中,由于透镜阵列自身具备的移相特性,在不显著降低性能的前提下,可以降低射频链路设计的复杂度,成为近两年来的研究热点^[6-8].

Méndez-Rial 等^[3]提出的开关结构,其射频链路只能在固定天线子集进行天线选择,并不适用于透镜阵列. 笔者给出了一种在透镜阵列下的天线选择算法,用开关结构取代了移相器,相较于均匀线性阵列(ULA, uniform linear array),以较少的射频链路实现了较好的性能. 所提出的自适应开关结构在天线选择上具有更高的灵活度,根据信道情况自适应给每根射频链路分配天线子集,可以应用于透镜阵列,同时提升用户速率.

1 透镜阵列模型

电磁透镜阵列(ELA, electromagnetic lens array)一般由一块电磁透镜和与之相匹配的天线阵列两部分组成,其中天线阵元位于透镜的焦区^[6-7],如图1所示.

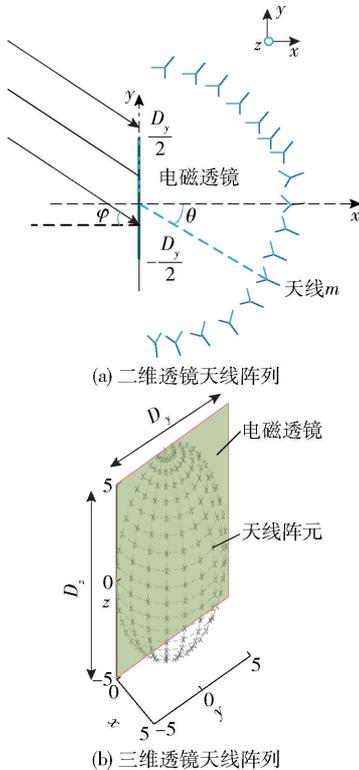


图1 透镜阵列模型

下面以三维透镜天线阵列为例进行讨论. 以原

点 O 为电磁透镜的中心,电磁透镜位于 $Y-Z$ 平面上,其厚度可忽略不计. 电磁透镜的焦距记为 F ,天线单元位于以 F 为半径的半球面形成的焦面上,因此每根天线都可以用焦距、俯仰角(θ)和水平角(ϕ)表示其位置. 设任意一根天线的位置坐标为 B_m ,表示为

$$B_m = (F \cos \theta_m \cos \phi_m, F \cos \theta_m \sin \phi_m, F \sin \theta_m)$$

其中 $\theta_m \in [-\Omega/2, \Omega/2]$, $\phi_m \in [-\Phi/2, \Phi/2]$ 分别为天线 B_m 相对于原点 O 的俯仰角和水平角,而 Ω 和 Φ 分别为信号离开角的俯仰角和水平角的取值, $0 \leq \Omega \leq \pi$, $0 \leq \Phi \leq \pi$. 每一对俯仰角、水平角对应的弧度(θ_m, ϕ_m)值分别为

$$\sin \theta_m = \frac{m_e}{\tilde{D}_z}, m_e = 0, \pm 1, \dots, \pm \left[\tilde{D}_z \sin \left(\frac{\Omega}{2} \right) \right]$$

$$\sin \phi_m = \frac{m_a}{\tilde{D}_y \cos \theta_m}, m_a = 0, \dots, \pm \left[\tilde{D}_y \cos \theta_m \sin \left(\frac{\Phi}{2} \right) \right]$$

(1)

其中: \tilde{D}_y 和 \tilde{D}_z 为电磁透镜在 y 轴和 z 轴的归一化电尺寸(电磁透镜的实际物理尺寸除以电磁信号的波长) $\tilde{D}_y = \frac{D_y}{\lambda}$, $\tilde{D}_z = \frac{D_z}{\lambda}$; m_e 和 m_a 为天线单元的位置变量.

三维透镜天线阵列的阵列响应向量^[6]为

$$\mathbf{a}_m(\theta, \phi) \approx \sqrt{\tilde{D}_y \tilde{D}_z} e^{-j\psi_0} \text{sinc}(m_e - \tilde{D}_z \sin \theta) \times \text{sinc}(m_a - \tilde{D}_y \cos \theta \sin \phi)$$

(2)

其中 ψ_0 为从透镜中心到天线的相移.

当忽略俯仰角时,即 $\Omega = 0$ 时,三维透镜天线阵列就变成了二维情况下的透镜天线阵列. 二维透镜天线阵列的阵列响应向量为

$$\mathbf{a}_m(\phi) \approx e^{-j\psi_0} \sqrt{\tilde{D}_y \tilde{D}_z} \text{sinc}(m - \tilde{D}_y \sin \phi)$$

(3)

为了方便讨论和进行仿真,采用了二维透镜阵列.

通过透镜天线阵列的作用,不同水平角的传输信号能量聚集在了不同的天线上. 这样在进行开关结构的天线选择时,很大程度上提高了波束赋形的性能,同时也降低了射频链路的数目.

2 毫米波信道模型

基于扩展 Saleh-Valenzudel 模型的简化聚类信道模型,经常用于毫米波信道建模^[9-11],多径传播环境如图2所示. 假定发射端装备了 M_t 根天线,接收

端装备了 M_r 根天线,信道的冲激响应为

$$\mathbf{H}(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l \mathbf{a}_r(\phi_{r,l}) \mathbf{a}_t^H(\phi_{t,l}) \delta(t - \tau_l) \quad (4)$$

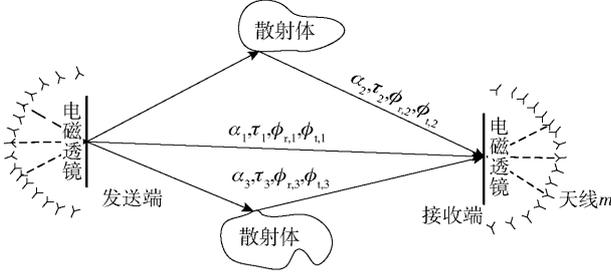


图2 多径传播环境示意图

$\mathbf{H}(t)$ 为 $M_r \times M_t$ 维的矩阵,其中的任意一个元素 $h_{mq}(t)$ 为从发送天线 $q \in Q$ 到接收天线 $m \in M$ 的信道冲激响应, Q 和 M 分别为发送天线集合和接收天线集合; L 为毫米波信道中的有效路径数,由于毫米波信道的稀疏性, L 的数目通常远小于发送/接收天线的数目; α_l 和 τ_l 分别代表第 l 条路径上的复增益和时延; $\phi_{r,l}$ 和 $\phi_{t,l}$ 代表第 l 条路径上水平方向的到达角和离开角. $\mathbf{a}_r \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 和 $\mathbf{a}_t \in \mathbb{C}^{Q \times 1}$ 为接收端和发送端在采用透镜天线阵列情况下的阵列响应向量.

$$\mathbf{a}_{r,m}(\phi_{r,l}) = \sqrt{A_r} \text{sinc}(m - \tilde{D}_{r,y} \sin \phi_{r,l}), m \in M \quad (5)$$

$$\mathbf{a}_{t,q}(\phi_{t,l}) = \sqrt{A_t} \text{sinc}(q - \tilde{D}_{t,y} \sin \phi_{t,l}), q \in Q \quad (6)$$

其中: $A_r = \sqrt{\tilde{D}_{r,y} \tilde{D}_{r,z}}$, $A_t = \sqrt{\tilde{D}_{t,y} \tilde{D}_{t,z}}$ 分别为信号经过接收端和发送端的透镜天线阵列后,能量聚集的幅度. $\tilde{D}_{r,y}$, $\tilde{D}_{r,z}$ 和 $\tilde{D}_{t,y}$, $\tilde{D}_{t,z}$ 分别为接收端和发送端的电磁透镜在 y 轴和 z 轴的归一化电尺寸.

3 基于自适应开关结构的混合波束赋形算法

3.1 模型描述

下行单用户毫米波 massive MIMO 系统中,接收端和发送端都采用透镜天线阵列,如图3所示. 开关网络可确定模拟波束赋形矩阵中非零元素的位置,且模拟波束赋形矩阵中只有0和1两种状态,波束赋形的相位值则可完全由数字波束赋形部分决定;其中每个射频(RF, radio frequency)链路和 M_t 个开关相连接,且每个 RF 链路的第 i ($i = 1, 2, \dots, M_t$) 个开关连接到第 i 根天线,也就是说,每根天线都连接着 N_t 个开关,每根天线连接的开关数等于 RF 链路数. 其中与每根天线相连的 N_t 个开关中,有且仅有一个将被选择为闭合状态,其他的开关均为断开状态,这意味着每根天线仅仅只能与一个 RF 链路相连接.

在该系统中,发送端配备了 M_t 根天线和 N_t 个 RF 链路,接收端配备有 M_r 根天线和 N_r 个 RF 链路. $N_s \leq N_t \leq M_t, N_s \leq N_r \leq M_r, N_s$ 为有效信号数. 假设 $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$, 是由发射端发送到用户的有效信号,且满足 $E[\mathbf{s}\mathbf{s}^H] = \frac{1}{N_s} \mathbf{I}$. 首先发射端发送的有效信号 \mathbf{s} 经过数字波束赋形模块,令数字波束赋形矩阵为 $\mathbf{F}_{BB} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_s}$, 经过基于开关结构的模拟波束赋形模块,令模拟波束赋形矩阵为 $\mathbf{F}_{RF} \in \mathbb{C}^{M_t \times N_t}$. 接收端收到的信号为

$$\mathbf{y} = \sqrt{P_b} \mathbf{H} \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (7)$$

其中: $\mathbf{n} \sim \text{CN}(0, \sigma_n^2)$ 为加性高斯白噪声, P_b 为基站处的发射功率.

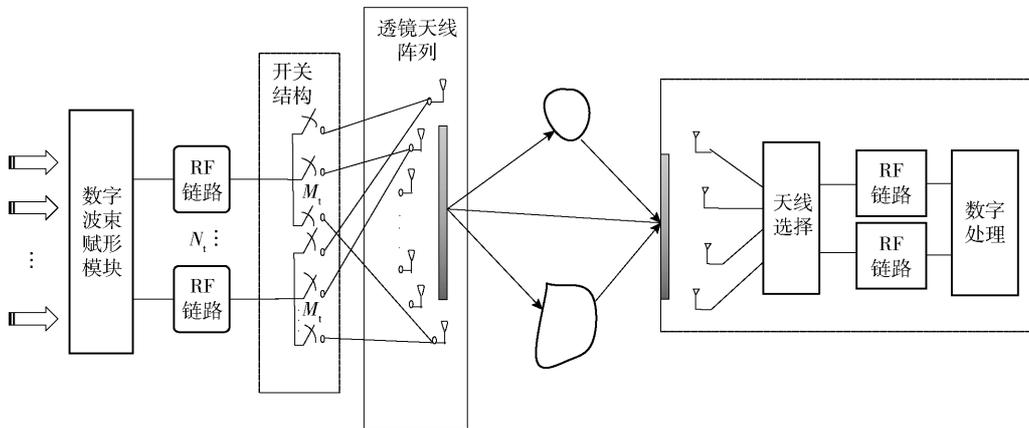


图3 单用户透镜阵列系统模型

在接收端对称地采用与发射端相同的波束赋形结构,令接收端数字波束赋形矩阵为 $\mathbf{W}_{\text{BB}} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_s}$,接收端的模拟波束赋形矩阵为 $\mathbf{W}_{\text{RF}} \in \mathbb{C}^{M_r \times N_r}$,则经过接收端处理后的信号为

$$\mathbf{x} = \mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{y} = \sqrt{P_b} \mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{s} + \mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{n} \quad (8)$$

于是单用户系统的频谱效率为^[12]

$$R_s = \text{lb} \left(\left| \mathbf{I}_{N_s} + \frac{P_b}{N_s} \mathbf{T}_n^{-1} \mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \times \mathbf{F}_{\text{BB}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{H}^H \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{BB}} \right| \right) \quad (9)$$

其中 $\mathbf{T}_n = \sigma_n^2 \mathbf{W}_{\text{BB}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}}^H \mathbf{W}_{\text{RF}} \mathbf{W}_{\text{BB}}$ 为经过接收端处理后的噪声协方差矩阵。

3.2 能耗分析

系统的能量消耗是 5G 大规模 MIMO 系统中的一个重要研究课题,笔者基于图 3 的自适应开关结构建立了能耗模型。

令 E_{sw} 为单个开关结构的能量消耗, E_{RF} 为 RF 链路的能量消耗, E_{BB} 为基带波束赋形模块的能量消耗。一个 RF 链路主要包括数模转换器(DAC, digital to analog converter)、混频器、本地振荡器、低通滤波器和基带放大器,文献[13]中对于模数转换器能耗做了描述,这里将 DAC 的能耗值设为 200 mW。根据文献[3]中的参考数据,设能耗参数的值为 $E_{\text{sw}} = 5 \text{ mW}$, $E_{\text{RF}} = 240 \text{ mW}$, $E_{\text{BB}} = E_{\text{DAC}} = 200 \text{ mW}$ 。

基于上述每个部件的参考消耗能量,上述结构总的能量消耗为

$$E = M_t N_t E_{\text{sw}} + N_t E_{\text{RF}} + E_{\text{BB}} \quad (10)$$

为了进一步表示能耗和性能,引入能耗效率 η ,

$$\eta = \frac{R}{E}, \text{ 其中 } R \text{ 为系统的频谱效率。}$$

3.3 算法设计

混合波束赋形算法的性能可以由以下几种目标函数衡量:①信噪比一定时,使发射总功率最小化;②功率一定时,使频谱效率最大化。这里选择功率一定时,将频谱效率最大化作为目标函数。然而使频谱效率最大化需要联合优化 \mathbf{F}_{RF} , \mathbf{F}_{BB} , \mathbf{W}_{RF} , \mathbf{W}_{BB} 4 个矩阵变量,对于这种约束,寻找全局最优解是不可行的。由于发送端和接收端结构的对称性,为了简化问题,首先着重设计发送端混合预编码,即设计 \mathbf{F}_{RF} 和 \mathbf{F}_{BB} ,使得发送信号的互信息最大化,可以表示为

$$\arg \max \mathcal{I}(\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}) =$$

$$\text{lb} \left| \mathbf{I} + \frac{P}{N_s \sigma^2} \mathbf{H} \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}} \mathbf{F}_{\text{BB}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{H}^H \right| \quad (11)$$

$$\text{s. t. } \|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_F^2 = N_s$$

上述问题是一个非凸问题,很难直接求得最优解,可以将问题转换为最小 Frobenius 范数的问题^[2]寻求次优解,表示为

$$\arg \min_{\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}} \|\mathbf{F}_{\text{opt}} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_F \quad (12)$$

$$\text{s. t. } \|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}\|_F^2 = N_s$$

其中 \mathbf{F}_{opt} 为无约束的最优预编码,它可以通过信道矩阵 \mathbf{H} 的奇异值分解(SVD, singular value decomposition)获得^[2]。

基于笔者提出的开关结构,设计模拟波束赋形矩阵等同于设计天线和 RF 链路之间的连接矩阵 \mathbf{S} 。在得到 \mathbf{F}_{RF} 后,利用遗传算法设计 \mathbf{F}_{BB} ^[14-15],以得到最优近似解,求解连接矩阵 \mathbf{S} 的算法伪代码描述如下。

输入:信道矩阵 \mathbf{H} ,发端天线数 M_t ,RF 链路数

N_t

输出: $\mathbf{S}_1, \mathbf{S}_2, \dots, \mathbf{S}_{N_t}$

- 1 初始化 $\mathbf{S}_{in} = \{1, 2, \dots, M_t\}$, $n = 0$
- 2 对信道矩阵 \mathbf{H} 进行 SVD 分解, $\mathbf{H} = \mathbf{U}_H \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}_H^H$,取 \mathbf{V}_H 的前 N_s 列,得到 \mathbf{F}_{opt}
- 3 计算 \mathbf{F}_{opt} 中每个元素的绝对值平方,得到 $|\mathbf{F}_{\text{opt}}|^2$,计算 $|\mathbf{F}_{\text{opt}}|^2$ 各行元素的和,保存在 R_j 中 ($j = 1, 2, \dots, M_t$),将 R_j 按降序排序 ($R_{j_1} \geq R_{j_2} \dots R_{j_i} \dots R_{j_{M_t}}$)
- 4 循环
 - for $j = 1 : M_t$
 - If $n < N_t$
 - $n = n + 1$; $\mathbf{S}_n \leftarrow \{j\}$; $\mathbf{S}_{in} \leftarrow \mathbf{S}_{in} \setminus \{j\}$;
 - else
 - $\hat{r} = \arg \max (f(\mathbf{H}_{\mathbf{S}_r \cup \{j\}}) - f(\mathbf{H}_{\mathbf{S}_r}))$
 - $\mathbf{S}_r \leftarrow \{j\}$;
 - $\mathbf{S}_{in} \leftarrow \mathbf{S}_{in} \setminus \{j\}$;
 - end if

上述算法中的 R_j ,其下标对应于第 j_i 根天线,对应于下标 $j_1 \sim j_{N_t}$ 的天线首先依次连接到 N_t 个 RF 链路上。对于其他天线划分,需要将剩余天线添加到每个 RF 链路所链接的天线子阵列中,得到每个 RF 链路添加完该天线后的新的子信道矩阵 $\mathbf{H}_{\mathbf{S}_r}$ 。对该 $\mathbf{H}_{\mathbf{S}_r}$ 执行 SVD 分解,以计算奇异值的总和,最后将该

天线连接到奇异值之和最大的 RF 链路上. 为了减少计算量, 这里采用 Minkowski l_1 -norm^[16] 来近似计算奇异值的总和, 即

$$f(H_{S_r}) = \sum_{i=1}^{i \in S_r} \sum_{j=1}^{j \in S_r} |H_{S_r}|_{i,j} \quad (13)$$

连接矩阵 $S = [S_1, S_2, \dots, S_{N_t}]$, 其中的 $S_i \in \mathbf{C}^{M_t \times 1}$ ($i=1, 2, \dots, N_t$) 为划分给第 i 根射频链路的天线子集, S_i 中只有 0, 1 两种元素, 若第 j 根天线被 S_i 选中, 对应位置则为 1; 否则为 0.

3.4 算法复杂度分析

由于提出的算法需要对信道矩阵 H 进行 SVD 分解, 从而得到最优预编码矩阵 F_{opt} , 因此, 为了分析算法复杂度, 给出 SVD 分解的复杂度为 $O(M_r M_t^2)$ ^[17], $M_r \times M_t$ 为矩阵 H 的维度.

对于 $f(H_{S_r})$ 的计算, 其复杂度为 $O(M_t^2)$, 在循

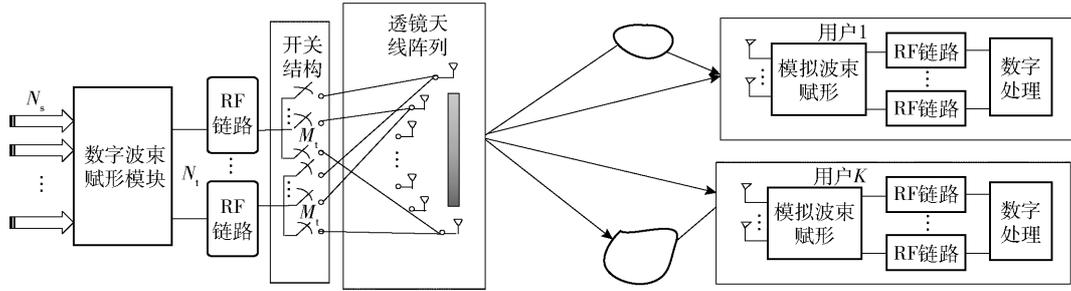


图4 毫米波多用户通信系统模型

在多用户通信场景中, 实际的通信环境与单用户保持一致, Saleh-Valenzudel 信道模型仍然适用, $\alpha_{l,k}, \phi_{t,l,k}, \phi_{r,l,k}$ 分别代表第 k 个用户的第 l 径的增益、离开水平角和到达水平角. 多用户系统中, 有

$$\mathbf{H}_k = \sqrt{\frac{M_t M_r}{L}} \sum_{l=1}^L \alpha_{l,k} \mathbf{a}_{r,k}(\phi_{r,l,k}) \mathbf{a}_{t,k}^H(\phi_{t,l,k}) \quad (14)$$

其中 $\mathbf{a}_{r,k}(\theta_{r,l}, \phi_{r,l})$ 和 $\mathbf{a}_{t,k}(\phi_{t,l,k})$ 分别为第 k 个用户接收端和发射端的天线阵列响应向量.

发送端使用透镜天线阵列, 其阵列响应向量为

$$\mathbf{a}_{t,k}(\phi_{t,l,k}) = \sqrt{A_t} \text{sinc}(q - \tilde{D}_{t,y} \sin \phi_{t,l,k}), q \in Q \quad (15)$$

其中: $A_t = \sqrt{\tilde{D}_{t,y} \tilde{D}_{t,z}}$ 为信号经过发送端的透镜天线阵列后, 能量聚集的幅度, $\tilde{D}_{t,y}, \tilde{D}_{t,z}$ 分别为发送端的电磁透镜在 y 轴和 z 轴的归一化电尺寸.

接收端采用 ULA, 其阵列响应向量为

$$\mathbf{a}_{r,k}(\phi_{r,l,k}) = \frac{1}{\sqrt{M_r}} [1, e^{jkd \sin(\phi_{r,l,k})}, \dots, e^{j(M_r-1)kd \sin(\phi_{r,l,k})}]^T \quad (16)$$

环中要将每根天线加在对应的 N_t 根 RF 链路中, 计算对应的目标函数 $f(\mathbf{H}_{S_r \cup \{j\}}) - f(\mathbf{H}_{S_r})$, 选择出使目标函数最大的 RF 链路, 算法中第 4 步的整体算法复杂度为 $O(N_t M_t^3)$.

综上分析, 算法的复杂度与天线数相关, 在同样的系统性能下, ULA 所需的天线数更多^[6], 算法时间复杂度更高.

4 基于开关结构透镜阵列下的多用户波束赋形方案

4.1 多用户系统模型

下行多用户毫米波大规模多天线系统中, 发射端配有 M_t 根天线和 N_t 根 RF 链路. 在用户侧, 天线阵列采用 ULA, 采用基于自适应开关结构的混合模拟/数字波束赋形结构接收信号.

其中: $k = 2\pi/\lambda$, λ 为信号波长; d 为两根相邻天线的距离, 一般 $d = \lambda/2$.

在混合波束赋形情况下第 k 个用户的频谱效率表达式为

$$R_{m,k} = \text{lb}(\mathbf{I}_{N_s} + P_b \mathbf{T}_n^{-1} \tilde{\mathbf{W}}_k^H \mathbf{F}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{F}_{RF,k} \mathbf{F}_{BB,k} \times \mathbf{F}_{BB,k}^H \mathbf{F}_{RF,k}^H \mathbf{H}_k \mathbf{F}_k \tilde{\mathbf{W}}_k) \quad (17)$$

$$\mathbf{T}_n = \sigma_n^2 \tilde{\mathbf{W}}_k^H \mathbf{F}_k^H \mathbf{F}_k \tilde{\mathbf{W}}_k + \sum_{i=1, i \neq k}^K \tilde{\mathbf{W}}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{F}_i \mathbf{F}_i^H \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k$$

信道噪声为高斯噪声, σ_n^2 为噪声的方差. 多用户系统中总的频谱效率为

$$R_m = \sum_{k=1}^K R_{m,k} \quad (18)$$

4.2 波束赋形方案

在多用户的毫米波通信系统中, 由于多个用户共享信道资源, 存在用户间的共信道干扰^[18-20]. 在多用户系统中, 通过预编码消除用户间的干扰很有价值. 在这里采用了块对角化(BD, block diagonalization)预编码.

$$\tilde{\mathbf{H}}_k = [\mathbf{H}_1; \mathbf{H}_2; \cdots; \mathbf{H}_{k-1}; \mathbf{H}_{k+1}; \cdots; \mathbf{H}_K] \quad (19)$$

第1步 用户之间的干扰通过取用户信道矩阵的零空间进行消除

$$\tilde{\mathbf{V}}_{0, \mathbf{H}_k} = \text{null}(\tilde{\mathbf{H}}_k) \quad (20)$$

第2步 采用 SVD 分解等效信道矩阵, 消除每个用户自身的干扰, 即消除用户自身符号之间的干扰(用户的所有符号是并行的). 等效信道矩阵为

$$\mathbf{X}_k = \mathbf{H}_k \tilde{\mathbf{V}}_{0, \mathbf{H}_k} = \tilde{\mathbf{U}}_{\mathbf{H}_k} \mathbf{Z}_k \tilde{\mathbf{V}}_{\mathbf{H}_k}^* \quad (21)$$

其中: $\tilde{\mathbf{U}}_{\mathbf{H}_k}$ 为经过 SVD 分解得到的左酉矩阵, 是每个用户接收的最优数字合并矩阵; $\tilde{\mathbf{V}}_{0, \mathbf{H}_k}$ 为用户信道矩阵的零空间矩阵; \mathbf{Z}_k 为 \mathbf{X}_k 经 SVD 分解的特征值矩阵. 针对每一个用户 k 的最优数字预编码矩阵 $\mathbf{F}_{\text{BD}, k} = \tilde{\mathbf{V}}_{0, \mathbf{H}_k} \tilde{\mathbf{V}}_{\mathbf{H}_k}$. 利用所提算法获得天线和 RF 链路的链接矩阵, 求出模拟预编码部分, 即 $\mathbf{F}_{\text{RF}, k}$; 再利用遗传算法得到 $\mathbf{F}_{\text{BB}, k}$.

5 仿真结果及分析

5.1 仿真参数设置

在透镜阵列 MIMO 系统中, 设定发射端和接收端都采用透镜天线阵列, 发射端和接收端的透镜归一化能量聚集幅度为 $A_t = A_r = 20$, 透镜的水平方向归一化尺寸为 $\tilde{D}_t = \tilde{D}_r = 10$, 于是对应的发送端和接收端的天线数为 $M_t = M_r = 21$. 为了公平比较^[6], 在基于 ULA 的 MIMO 系统中, 发送端和接收端的天线数为 $M_U = M_Q = 4A_t = 80$. 发送端和接收端的 RF 链路数为 $N_t = N_r = 6$.

多用户 MIMO 系统中, 发送端采用透镜天线阵列, $A_t = 20$, $\tilde{D}_t = 10$, 于是发送端的天线数 $M_t = 21$, RF 链路数 $N_t = 12$. 接收端每个用户的天线数 $M_r = 16$, RF 链路数 $N_r = 3$, 接收端的用户数 $K = 4$.

设置整个系统的载频为 73 GHz, 信道带宽为 500 MHz, 考虑一个典型的毫米波多径信道, 设置其路径数 $L = 3$, 同时设置离开角/到达角服从 $[0, 2\pi]$ 的均匀分布, 路径复增益 $\{\alpha_l\}_{l=1}^L$ 建模为 $\alpha_l = \sqrt{\beta\kappa_l} e^{j\theta_l}$, $l = 1, 2, \dots, L$ ^[11].

5.2 仿真结果及分析

从图 5(a) 不难看出, 在使用笔者提出的自适应开关结构的情况下, RF 链路数均为 6, 采用透镜天线阵列的通信系统通过混合波束赋形取得的用户速率高于采用均匀线性阵列通信系统取得的用户速

率, 虽然均匀线性阵列系统的 RF 链路数增大到 80, 即每根天线都分配一根 RF 链路, 用户速率得到了提高, 但依然低于采用透镜阵列的系统得到的用户速率. 因为对于均匀线性阵列的系统, 采用开关结构代替移相器进行模拟波束赋形, 损失的相位信息使模拟波束赋形不能逼近最优近似解. 而透镜本身能在不同位置产生不同相移, 起到了移相器的作用, 通过透镜把电磁信号的能量聚集到不同天线上, 在进行天线选择时, 相当于波束选择.

从图 5(b) 可以看出, 当透镜阵列和均匀线性阵列设置的 RF 链路数均为 6 时, 透镜阵列下的单用户系统会取得更高的能效效率. 从图 5(a) 可见, 虽然均匀线性阵列系统中增加 RF 链路数可以提高频谱效率, 但是从图 5(b) 中可以看出, 这会导致能效效率的降低. 当均匀线性阵列中 RF 链路数增大到 80 时, 其能效效率远低于透镜阵列系统. 所以基于所采用的评价方法, 当 RF 链路数相同的情况下, 单用户透镜阵列系统的频谱效率和能效效率均优于均匀线性系统.

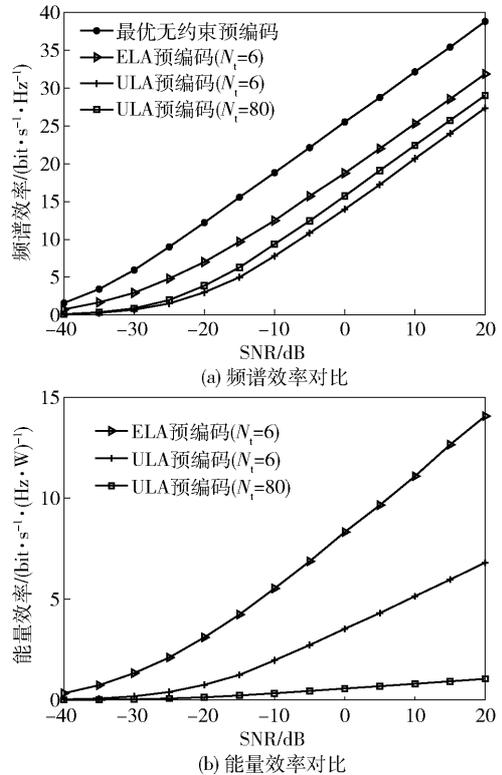


图5 单用户 ELA 与 ULA 性能对比

从图 6(a) 可以看出, 在设定的仿真条件下, 采用透镜天线阵列的系统中, 当 RF 链路数小于 6 时, 增大 RF 链路数, 系统的性能会有很大程度地提高;

但是当 RF 链路数在增大到 6 以后,随着 RF 链路数的增加,系统性能本身的增益不大. 这主要是因为设定的毫米波通信场景中,信道模型中 L 为 3,由于透镜天线的能量聚集性,理想情况下,不同离开角/到达角的电磁信号聚集在不同天线上,但是由于电磁透镜的孔径分辨率有限,并不能做到百分百的能量聚集,于是设置 RF 链路数 $N_r = 2L$,便可以保证系统可以取得不错的用户速率.

从图 6(b)可以看出,在设置 RF 链路数一定时,随着发端天线数的增加,系统的频谱效率也会随着增加.

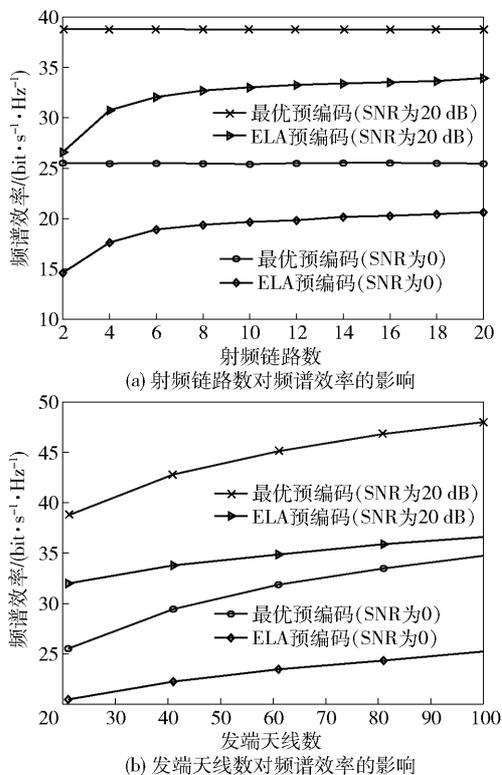


图6 单用户情况下射频频路与发端天线数对系统性能影响

从图 7(a)可见,在多用户的通信场景中,采用笔者提出的自适应开关结构,同时在用户侧做块对角化预编码,消除了用户之间的干扰,整体的用户和速率很好地接近了最优数字预编码的用户和速率.

从图 7(b)可以看出,在设定的仿真参数配置下,在多用户系统中,发端 RF 链路数小于 12 时,随着发端 RF 链路数增加,系统性能会有明显提升. 在 RF 链路数大于 12 后,随着 RF 链路数的增加,系统性能并没有较大提升. 这与单用户情况的原因一致,发端 RF 链路数 $N_r = KL$ 时,系统便能取得较好

的用户和速率.

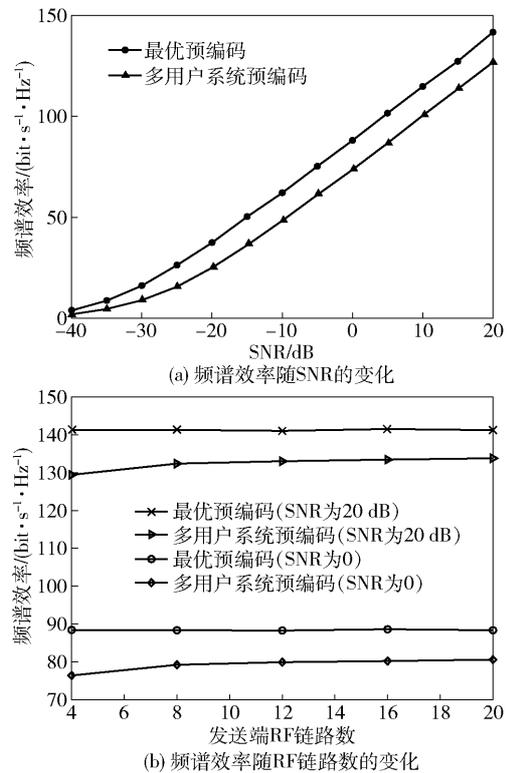


图7 多用户 ELA 预编码性能仿真结果

6 结束语

波束赋形可以为毫米波 massive MIMO 系统提供所需要的天线增益,但传统的数字波束赋形所需的硬件开销较大,而混合波束赋形通过合理设计可接近于传统波束赋形性能,因此被广泛应用于毫米波系统中. 混合架构中,模拟部分通常基于可变移相器来实现,然而,基于移相器的混合架构具有较高的硬件复杂度、开销及能耗,于是基于新的天线排列结构——透镜天线阵列,提出了用自适应开关结构替代移相器进行模拟波束赋形,并与不带透镜的 ULA 进行了比较. 与传统的 ULA 相比,该透镜天线阵列在毫米波 MIMO 通信中显著降低了信号处理的复杂性和射频链的成本,但没有降低其性能. 基于所提出的开关选择结构,仿真并分析了透镜阵列下多用户系统的性能.

参考文献:

- [1] 孙韶辉, 高秋彬, 杜滢, 等. 第 5 代移动通信系统的设计与标准化进展[J]. 北京邮电大学学报, 2018, 41(5): 26-43.

Sun Shaohui, Gao Qiubin, Du Ying, et al. Overview on

- the progress of design and standardization of the fifth generation of mobile communications system[J]. *Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications*, 2018, 41(5): 26-43.
- [2] Ayach O E, Rajagopal S, Abu-Surra S, et al. Spatially sparse precoding in millimeter wave MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2014, 13(3): 1499-1513.
- [3] Méndez-Rial R, Rusu C, González-Prelcic N, et al. Hybrid MIMO architectures for millimeter wave communications: phase shifters or switches? [J]. *IEEE Access*, 2016, 4: 247-267.
- [4] Zhang Shengli, Guo Chongtao, Wang Taotao, et al. ON-OFF analog beamforming for massive MIMO[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2018, 67(5): 4113-4123.
- [5] Méndez-Rial R, Rusu C, Alkhateeb A, et al. Channel estimation and hybrid combining for mmWave: phase shifters or switches? [C]//2015 Information Theory and Applications Workshop (ITA). San Diego: IEEE Press, 2015: 90-97.
- [6] Zeng Yong, Zhang Rui. Millimeter wave MIMO with lens antenna array: a new path division multiplexing paradigm [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2016, 64(4): 1557-1571.
- [7] Zeng Yong, Yang Lu, Zhang Rui. Multi-user millimeter wave MIMO with full-dimensional lens antenna array[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, 17(4): 2800-2814.
- [8] Li Yujian, Ge Lei, Chen Meie, et al. Multibeam 3-D-printed Luneburg lens fed by magnetoelectric dipole antennas for millimeter-wave MIMO applications [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2019, 67(5): 2923-2933.
- [9] Rappaport T S, Qiao Yijun, Tamir J I, et al. Cellular broadband millimeter wave propagation and angle of arrival for adaptive beam steering systems (invited paper) [C]//2012 IEEE Radio and Wireless Symposium. Santa Clara: IEEE Press, 2012: 151-154.
- [10] Akdeniz M R, Liu Yuanpeng, Samimi M K, et al. Millimeter wave channel modeling and cellular capacity evaluation[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2014, 32(6): 1164-1179.
- [11] Rappaport T S, Gutierrez F, Ben-Dor E, et al. Broad-band millimeter-wave propagation measurements and models using adaptive-beam antennas for outdoor urban cellular communications [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2013, 61(4): 1850-1859.
- [12] Goldsmith A, Jafar S A, Jindal N, et al. Capacity limits of MIMO channels[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2003, 21(5): 684-702.
- [13] Parthasarathy A. Design and analysis of search algorithms for lower power consumption and faster convergence of DAC input of SAR-ADC in 65nm CMOS [C]//2015 IFIP/IEEE International Conference on Very Large Scale Integration (VLSI-SoC). Daejeon: IEEE Press, 2015: 274-279.
- [14] Zhuang Zixun, Wei Zaixue, Li Nanxi, et al. Discrete phase-only hybrid BF method in MIMO system based on genetic algorithm [C]//2017 IEEE 17th International Conference on Communication Technology (ICCT). Chengdu: IEEE Press, 2017: 650-654.
- [15] Hong Cuiyun, Wei Zaixue, Geng Jian, et al. Multiuser hybrid phase-only analog/digital beamforming with genetic algorithm [C]//2014 IEEE 25th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communication (PIMRC). Washington: IEEE Press, 2014: 517-521.
- [16] Trenkler G. Handbook of matrices [J]. *Computational Statistics & Data Analysis*, 1997, 25(2): 243.
- [17] Trefethen L N, Bau D. Numerical linear algebra [M]. [S. l.]: SIAM, 1997: 117-130.
- [18] Bogale T E, Le LongBao. Beamforming for multiuser massive MIMO systems: digital versus hybrid analog-digital [C]//2014 IEEE Global Communications Conference. [S. l.]: IEEE, 2014: 4066-4071.
- [19] Zhu Xudong, Wang Zhaocheng, Dai Linglong, et al. Adaptive hybrid precoding for multiuser massive MIMO [J]. *IEEE Communications Letters*, 2016, 20(4): 776-779.
- [20] 程振桥, 韦再雪, 杨鸿文. 大规模 MIMO 系统中基于 OMP 的混合波束赋形方法 [J]. *北京邮电大学学报*, 2018, 41(5): 153-158.
- Cheng Zhenqiao, Wei Zaixue, Yang Hongwen. Hybrid beamforming based on OMP algorithm for massive MIMO systems [J]. *Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications*, 2018, 41(5): 153-158.